NUMERO 12

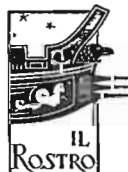
LIRE 350

ANNO XXXVI

DICEMBRE 1964 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

SOMMARIO

Direzione, Redazione
Amministrazione
Uffici Pubblicitari

VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - TEL. 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

è la rivista
che si legge
da due generazioni
dalla galena
alla TV a colori
dai primi tubi
elettronici
ai più perfezionati
transistori
l'antenna
è la rivista
più letta
più autorevole
più aggiornata
in Italia
nel campo della
radiotecnica
alta fedeltà
elettroacustica
elettronica industriale
telecomunicazioni
tecnica elettronica
televisione
è la rivista che si legge da 37 anni
abbonatevi!
abbonamento annuo
L. 3.500 + 70
l'antenna 1
l'antenna 2
l'antenna 3
l'antenna 4
l'antenna 5
l'antenna 6
l'antenna 7
l'antenna 8
l'antenna 9
l'antenna 10
l'antenna 11
l'antenna 12

l'antenna TV 12

dott. ing. Alessandro Banfi

Esasperazione tecnica

E' ormai vecchia consuetudine dedicare all'ultimo numero (12° mensile) di un'annata a considerazioni e valutazioni generali retrospettive.
Ma per il relatore scrupoloso ed attento, la cosa si fa ogni anno più difficile per l'enorme ed inattesa evoluzione conseguita in tutti i settori dello scibile umano.
Da una quindicina di anni stiamo assistendo ad una corsa esasperata verso mete sempre più ardue e complesse.
A partire dall'avvento del transistore (realizzato nel 1948 dai tre scienziati americani Brattain, Bardeen e Schockley*), dalla conseguente tecnica dei semiconduttori e dalla cibernetica, creata « ad hoc » dal matematico Nobert Wiener, recentemente scomparso, l'evoluzione ed il progresso scientifico sono stati tanto vasti e tumultuosi, da sfuggire praticamente alla comprensione del tecnico generico e di limitata cultura scientifica.*
Tutte le tecniche, e segnatamente la tecnica elettronica, si sono suddivise in mille rivoli nettamente aderenti a tipici e limitati settori d'azione fisico-chimica, creando in tal modo le cosiddette specializzazioni.
Oggi, alla fine dell'anno di grazia 1964, tutto si è altamente specializzato.
Il tecnico generico sta scomparendo od è già scomparso; ma occorrono milioni di tecnici, ognuno incanalato verso una determinata meta.
E le mete, già innumerevoli, si moltiplicano ogni anno con un ritmo da capogiro in una superba ma esagerata evoluzione scientifica, assolutamente impensabile qualche tempo addietro.
E su queste basi, non di fantasia, ma di positiva concretezza, sta sorgendo una nuova compagine sociale.
L'uomo tecnico, il lavoratore del cervello è il protagonista di questa nuova vita sociale.
Lo sprovveduto, il timoroso, l'arretrato uomo della strada che prevedeva un danno per l'umanità derivante dall'avvento di questa tecnica affinata e portata agli estremi sviluppi coi cervelli elettronici (per citare un esempio concreto), è già stato in partenza smentito dai fatti.
Tutti gli elaboratori elettronici, chiamati impropriamente « cervelli elettronici » abbisognano di validi e affinati cervelli umani per funzionare correttamente e al massimo delle loro possibilità.
Nella nuova compagine sociale che si affaccia, il lavoro manuale sarà sostituito dal lavoro cerebrale come funzione predominante dell'attività umana.
Ecco la continuazione del ciclo evolutivo del genere umano dall'uomo primitivo all'uomo moderno, che si differenzia sempre più dalla bestia.
E questa evoluzione purtroppo forse non appare nel nostro Paese così evidente ed attuale come in molti altri Paesi più tecnicamente sviluppati.
Ma la cosa è inesorabile e inevitabile: il « manovale », il « bracciante » è destinato a scomparire sostituito da uomini tecnicamente istruiti, specializzati in determinati settori di lavoro cerebrale.
Per arrivare a questo, occorrono però scuole, scuole d'ogni genere, anche sul tipo della nostra « Telescuola » timidamente trasmessa dalla R.A.I.
Dico « timidamente » perchè è solo un piccolo assaggio di quello che dovrebbe costituire un ciclo completo, fine a se stesso, di trasmissioni di istruzione professionale rivolta capillarmente a tutta la popolazione italiana desiderosa di accostarsi ad una tecnica qualsiasi a scopo di educazione personale.
Naturalmente ciò potrebbe concretarsi solo con la istituzione di una nuova rete TV per l'istruzione tecnica professionale.
Lo sviluppo di un programma culturale didattico di questo genere coinvolgerebbe naturalmente una sensibile attività collaterale di impianti trasmittenti e riceventi, a tutto profitto dell'industria nazionale.

dott. ing. Paolo Quercia

I moltiplicatori di frequenza a diodi varactor

Il problema della generazione di potenze ad alta ed altissima frequenza con alto rendimento di conversione, mediante elementi assorbenti basse potenze di alimentazione, associato con pesi e dimensioni ridotte delle apparecchiature, trova buona soluzione con l'adozione di elementi a « stato solido ».
Il progredire della tecnologia della costruzione dei transistor e dei diodi a capacità variabile (varactor) ha permesso di realizzare generatori veramente compatti e molto leggeri, capaci di erogare potenze fino ad 1 W in banda X.
E' presumibile che tale limite di potenza e frequenza potrà essere superato in un prossimo futuro.

(parte prima di due parti)

1. - PRINCIPI FONDAMENTALI

I generatori a stato solido sfruttano il principio della moltiplicazione di frequenza, che mediante l'adozione di elementi non lineari, generalmente varactor, permette di ottenere la frequenza voluta con un notevole rendimento di moltiplicazione.
Lo schema a blocchi fondamentale è riportato in fig. 2. Un oscillatore transistorizzato, generalmente stabilizzato a quarzo, genera una frequenza fondamentale.
Tale frequenza viene successivamente moltiplicata mediante circuiti a transistor fino ad una frequenza alla quale l'adozione di tali elementi è ancora conveniente, inerentemente al rendimento e alla potenza di uscita. La successiva moltiplicazione, fino alla frequenza desiderata, viene affidata ad uno o più stadi a varactor.
I circuiti fondamentali di moltiplicatori a varactor si possono suddividere in due gruppi. Nel primo (fig. 3) il varactor è posto in serie fra i due circuiti di ingresso e di uscita di frequenza, nel secondo il varactor è posto in parallelo (fig. 4).
Il circuito d'ingresso è accordato alla frequenza di entrata, il circuito di uscita è accordato alla frequenza di uscita, che è 2, 3, 4... n la frequenza di entrata.

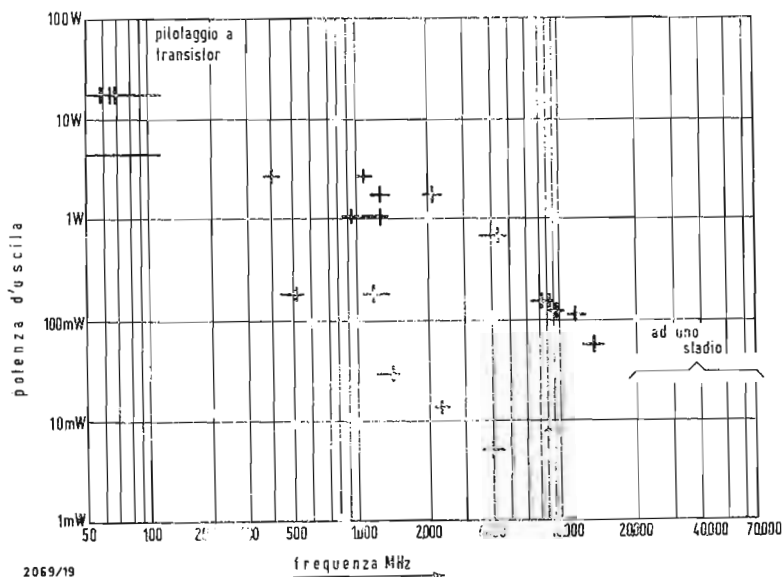



Fig. 1 - Potenze di uscita dei generatori di armoniche attuali

Fig. 2 - Schema fondamentale di moltiplicazione

Generalmente non si costruiscono moltiplicatori con uscita superiore a 4 volte la frequenza di ingresso, poiché oltre notevoli complicazioni circuitali, si ha un rendimento di conversione basso.

Nel caso in cui occorre ottenere un ordine di moltiplicazione elevato, per esempio da VHF alla banda X, si connettono diversi moltiplicatori in cascata, duplicatori, triplicatori, ecc. fino ad ottenere l'ordine di moltiplicazione desiderato.

Generalmente è adottata la disposizion circuitale con varactor in parallel fig. 4 la quale oltre ad ottime prestazioni di rendimento, stabilità larghezza di banda, presenta il vantaggio della possibilità di connessione diretta del contenitore del varactor allo chassis e quindi una facile dissipazione del calore.

In fig. 4 è visibile, in parallelo al diodo varactor, la presenza di un circuito serie. Tale circuito chiamato « idler », è fondamentale per il funzionamento di un moltiplicatore con ordine di moltiplicazione > 2.

V = tensione di polarizzazione
V_0 = potenziale di contatto del diodo

Nei circuiti moltiplicatori di frequenza generalmente $V \gg V_0$ e l'equazione (1) diventa:

$$C(V) = Z\,V^{-\frac{1}{2}} \qquad (2)$$

Il valore della costante Z viene determinato misurando la capacità C_t ad una tensione opportuna V_t.

$$C(V) = C_t\left(\frac{V}{V_t}\right)^{-\frac{1}{2}} = C_t\left(\frac{V_t}{V}\right)^{\frac{1}{2}} \qquad (3)$$

La capacità del diodo può essere espressa mediante la relazione

$$C(V) = \frac{dq}{dV} = C_t\left(\frac{V_t}{V}\right)^{\frac{1}{2}} \qquad (4a)$$

$$dq = C_t\left(\frac{V_t}{V}\right)^{\frac{1}{2}} dV \qquad (4\,b)$$

integrando:

$$q = 2\,C_t\,(V_t\,V)^{\frac{1}{2}} + A \qquad (5)$$

Fissata la tensione V_t di prova, si può ridurre la (5) nella forma

$$q = K C_t V^{\frac{1}{2}} + A \qquad (6)$$

Ad esempio scegliendo una tensione di prova (indicata dal fabbricante) $V_t = 4$ la (5) porta:

Fig. 3 - Circuito moltiplicatore con varactor in serie

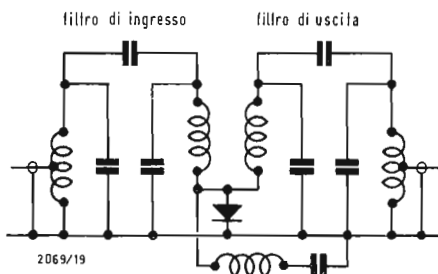



Fig. 4 - Circuito moltiplicatore con varactor in parallelo

Fig. 5 - Duplicatore di frequenza

Se l'ordine di moltiplicazione è > 4, occorrono, come si vedrà teoricamente, due e più circuiti idler, aumentando fortemente le difficoltà realizzative. Il circuito di ingresso ed il circuito di uscita devono presentare una azione filtrante molto intensa per disaccoppiare la frequenza di uscita da quella di ingresso. Tali circuiti sono realizzati spesso con elementi serie-parallelo anche complessi.

2. - STUDIO ANALITICO DEL PROBLEMA

2.1. - Duplicazione di frequenza

La capacità di una giunzione « abrupt » di una capacità variabile con la tensione per piccoli segnali è data dalla relazione

$$C(V) = Z\,(V + V_0)^{-\frac{1}{2}} \qquad (*)\ (1)$$

essendo

Z = costante (**)

$$q = 2\,C_t\,(4.V)^{\frac{1}{2}} + A = 4\,C_t\,V^{\frac{1}{2}} + A$$

Risulta quindi $K = 4$

Riferendoci alla figura 5 procediamo allo studio di un circuito duplicatore.

2.2. - I filtri indicati sono considerati ideali e presentano impedenza nulla alla frequenza rispettivamente ω e $2\,\omega$ ed impedenza infinita ad altre frequenze eventualmente presenti nel circuito.

Il segnale applicato al diodo varia fra la tensione massima V_{BR} (negativa) disruptiva e zero in modo però da non avere mai nè correnti inverse nè dirette.

La tensione di polarizzazione negativa è fornita dal generatore di tensione continua E_b.

Considerando le correnti I_1 a frequenza ω ed I_2 a frequenza $2\,\omega$ transitanti per il diodo, si può scrivere:

$$\frac{dq}{dt} = I_1 \operatorname{sen} \omega t + I_2 \operatorname{sen}(2\,\omega t + \Phi) \qquad (7)$$

$$q = I_1 \operatorname{sen} t + I_2 \operatorname{sen}(2\,\omega\,t + \Phi)\,dt \qquad (8)$$

integrando risulta:

$$q = -\frac{I_1 \cos \omega\,t}{\omega} - \frac{I_2 \cos(2\,\omega\,t + \Phi)}{2\,\omega} + B \qquad (9)$$

(*) La relazione esatta che esprime l'andamento di C con la tensione applicata è:

$$C(V) = \frac{C_0}{\left(1 - \frac{V}{\varphi}\right)^n}$$

Essendo:
C_0 = capacità per $V = 0$; $\varphi = 0,5$ potenziale di contatto; $n = 0,3 \ldots 0,15$.

(**) Si hanno le relazioni

$C = Q \cdot V$ (a)

$C = Z\,V^{-\frac{1}{2}}$ (b)

dividendo la (a) per (b) si ottiene $Z = Q\,V^{\frac{1}{2}}$

cioè le dimensioni di Z risultano $\frac{\text{Coulomb}}{(\text{Volt})^{\frac{1}{2}}}$.

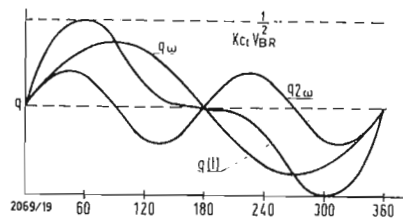



Fig. 6 - Andamento della carica sul diodo

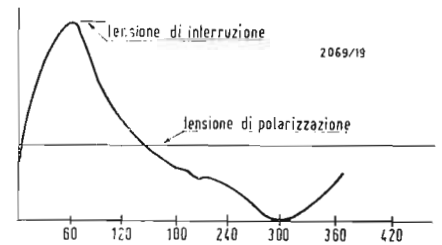



Fig. 7 - Andamento della tensione normalizzata in duplicatore di frequenza

Fig. 8 - Circuito equivalente di un diodo varactor

confrontando con la (6) si ha:

$$K C_t V^{\frac{1}{2}} + A = \frac{I_1 \cos \omega t}{\omega} - \frac{I_2 \cos (2 \omega t + \Phi)}{2 \omega} + B \qquad (10)$$

La costante di integrazione B è il valore medio della carica Q.
Dalla (6) si ha:

$$B = Q = K C_t E_{DC}^{\frac{1}{2}} + A \qquad (11)$$

essendo:
E_{DC} = tensione sul diodo corrispondente al valore medio della carica.
Combinando la (10) e (11) si ha:

Per la massima potenza di uscita il termine (13 d) che è una tensione, deve essere in fase con la corrente di ingresso I_1 sen ωt. Cioè la tensione:

$$\frac{I_1 I_2 \cos (\omega t + \Phi)}{8 K^2 (C_t \omega)^2} \qquad (13\ d)$$

$$V = \frac{1}{K^2 C^2} \left[- \frac{I_1 \cos \omega t}{\omega} - \frac{I_2 \cos (2 \omega t + \Phi)}{2 \omega} + K C_t E_{DC}^{\frac{1}{2}} \right]^2 \qquad (12)$$

Usando le relazioni trigonometriche

$$\cos^2 X = \frac{1 + \cos 2 X}{2}$$

$$\cos X \cos Y = \frac{\cos (X + Y) + \cos (X - Y)}{2}$$

e sostituendole dopo l'elevazione al quadrato indicata nella relazione precedente si ottiene:

$$V = E_{DC} + \qquad (13\ a)$$

$$+ \frac{I_1^2}{8 K^2 (C_t \omega)^2} + \qquad (13\ b)$$

$$+ \frac{I_2^2}{36 K^2 (C_t \omega)^2} + \qquad (13\ c)$$

$$+ \frac{I_1 I_2 \cos (\omega t + \Phi)}{8 K^2 (C_t \omega)^2} + \qquad (13\ d)$$

$$+ \frac{I_1 E_{DC}^{\frac{1}{2}}}{K (C_t \omega)} \cos \omega t \qquad (13\ e)$$

$$+ \frac{I_2 E_{DC}^{\frac{1}{2}}}{2 K (C_t \omega)} \cos (2 \omega t + \Phi) \qquad (13\ f)$$

$$+ \frac{I_1^2}{8 K^2 (C_t \omega)^2} \cos 2 \omega t + \qquad (13\ g)$$

$$+ \frac{I_1 I_2}{8 K^2 (C_t \omega)^2} \cos (3 \omega t + \Phi) + \qquad (13\ h)$$

$$+ \frac{I^2}{36 K^2 (C_t \omega)^2} \cos (4 \omega t + \Phi) \qquad (13\ i)$$

deve essere in fase con la corrente di ingresso:
I_1 sen ωt
Si ha quindi:

$$\Phi = \frac{\pi}{2}$$

La potenza di ingresso risulta:

$$P_{in} = \frac{I_1^2 I_2}{16 K^2 (C_t \omega)^2} \qquad (14)$$

La potenza di uscita ottenuta moltiplicando la tensione (13 g) per la corrente I_2 sen $(2 \omega t + \Phi)$

$$P_u = \frac{I_1^2 I_2}{16 K^2 (C_t \omega)^2} \qquad (15)$$

Si deve notare che la (14) e (15) hanno il medesimo valore. Cioè si ha una conversione di frequenza senza perdite, avendo supposto ideale l'elemento non lineare di conversione.
I termini (13 h) e (13 g) rappresentano la terza e quarta armonica di tensione sull'elemento non lineare. Tali tensioni però non producono correnti nel circuito di fig. 5 per la presenza dei filtri accordati alle frequenze ω e 2 ω supposti privi di perdite, che tagliano tutte le correnti di frequenza diversa da ω e 2 ω.

Fig. 9 - Triplicatore di frequenza

Fig. 10 - Circuito quadriplicatore di frequenza

2.3. - Le correnti sul varactor in un circuito duplicatore

Occorre calcolare i valori di I_1 e I_2.
Per ottenere ciò si può esprimere le correnti in funzione delle cariche e queste in funzione delle tensioni istantanee applicate al diodo.
Ricordando (10) si ha:

$$q_\omega = -\frac{I_1 \cos \omega t}{\omega} \qquad (16)$$

$$q_{2\omega} = -\frac{I_2 \cos (2\,\omega t + \Phi)}{2\,\omega} \qquad (17)$$

che sono i valori istantanei delle cariche.
Il diodo può essere sottoposto alla tensione massima V_{BR} = tensione diruptiva (breakdown) alla quale corrisponde la carica massima q_{max}. La tensione applicata può variare tra 0 e V_{BR}.
Ricordando la (5)

$$q = KC_t V^{\frac{1}{2}} \qquad (18)$$

e differenziando

$$\frac{dq}{dV} = \frac{1}{2} KC_t V^{-\frac{1}{2}}$$

$$q_{max} = \int_0^{V_{BR}} \frac{1}{2} KC_t V^{-\frac{1}{2}} = KC_t V_{BR}^{\frac{1}{2}} \qquad (19)$$

L'andamento di q_ω e $q_{2\omega}$ e $q_t = q_\omega + q_{2\omega}$ in funzione di ωt è riportato in fig. 6.
Le curve risultano simmetriche rispetto al valore di carica $\frac{1}{2} KC_t V^{-\frac{1}{2}}$
Occorre determinare il valore dell'angolo

$$\omega t = \theta \qquad (20)$$

per cui si ottiene $q = q_{max}$.
Si può scrivere:

$$q_{max} = Q_\omega \operatorname{sen} \theta + Q_{2\omega} \operatorname{sen} 2\,\theta + \frac{1}{2} C_t V_{BR}^{\frac{1}{2}} \qquad (21)$$

essendo Q_ω e $Q_{2\omega}$ le ampiezze massime di q_ω e $q_{2\omega}$.
Differenziando rispetto a θ:

$$Q_\omega \cos \theta + 2\,Q_{2\omega} \cos 2\,\theta = 0 \qquad (22)$$

da cui:

$$\frac{Q_\omega}{Q_{2\omega}} = 2 \sec \theta - 4 \cos \theta \qquad (23)$$

La (21) e la (23) forniscono il sistema da cui si può trarre Q_ω e $Q_{2\omega}$:

$$Q_\omega = -\frac{\cos 2\,\theta}{\operatorname{sen}^3 \theta} \cdot \frac{1}{2}\, C_t V_{BR}^{\frac{1}{2}} \qquad (24)$$

$$Q_{2\omega} = \frac{\cos \theta}{\operatorname{sen}^3 \theta} \cdot \frac{1}{4}\, C_t V_{BR}^{\frac{1}{2}} \qquad (25)$$

Finalmente si ottengono le correnti ricordando le (16) e (17)

$$I_\omega = -\frac{\cos 2\,\theta}{\operatorname{sen}^3 \theta} \cdot \frac{1}{2}\, \omega C_t V_{BR}^{\frac{1}{2}} \qquad (26)$$

$$I_{2\omega} = \frac{\cos \theta}{\operatorname{sen}^3 \theta} \cdot \frac{1}{2}\, \omega C_t V_{BR}^{\frac{1}{2}} \qquad (27)$$

L'angolo θ assume valori compresi fra 45° e 90° dipendenti dal rapporto dell'ampiezza delle cariche.
La potenza di ingresso e di uscita (14) è proporzionale a $I_1^2\, I_2$:

$$P = I_1^2\, I_2^2 - \left(\frac{\cos 2\,\theta}{\operatorname{sen}^3 \theta}\right) \frac{\cos \theta}{\operatorname{sen}^3 \theta} \qquad (28)$$

Il massimo di tale espressione in funzione di θ si ottiene per $\theta = 60°$.
Sostituendo tale valore nell'espressione della corrente I_ω (26) e $I_{2\omega}$ (27) si ottiene:

$$I_1 = I_2 = \frac{2\,K \omega C_t V_{BR}^{\frac{1}{2}}}{3^{\frac{3}{2}}} \simeq$$

$$\simeq 0{,}39\, K \omega\, C_t\, V_{BR}^{\frac{1}{2}} \qquad (29)$$

La potenza (24) per $\theta = 60°$ risulta a sua volta:

$$P = \frac{2\,K \omega\, C_t \cdot V_{BR}^{\frac{1}{2}}}{3^{\frac{9}{2}}} =$$

$$= 1{,}4 \cdot K \cdot 10^{-2}\, \omega\, C_t\, V_{BR}^{\frac{3}{2}} \qquad (30)$$

La potenza di uscita, alla frequenza duplicata, è proporzionale:

a) alla frequenza di ingresso;

b) alla capacità C_t;

c) alla tensione V_{BR} massima che può sopportare il diodo senza deteriorarsi.

2.4.

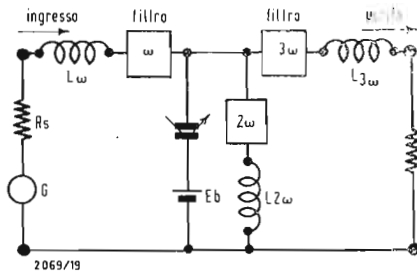
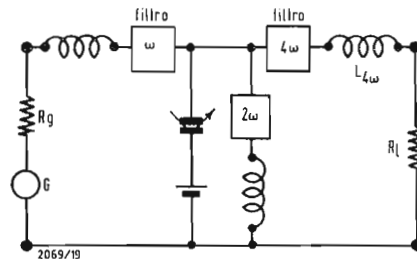
- In fig. 7 è riportato l'andamento della tensione sul varactor nelle condizioni di ottimo come duplicatore.
La carica istantanea sul diodo varia intorno ad un valore medio che vale $q_{max}/2$ corrispondente alla tensione E_{DC}.
Per un diodo a caratteristica quadratica $V = KI^2$ vale la relazione:

$$\frac{V}{V_{BR}} = \left(\frac{q}{q_{max}}\right)^2 \qquad (31)$$

La tensione E_{DC} cui corrisponde $q_{max}/2$ risulta:

$$E_{DC} = \frac{V_{BR}}{4} \qquad (32)$$

La tensione di polarizzazione E_b continua deve eguagliare la somma delle componenti continue (13 *a*) (13 *b*) (13 *c*) E_b risulta:

$$E_b = \frac{V_{BR}}{4} + \frac{I_1^2}{2\,K^2 (C_t\, \omega)^2} + \frac{I_2^2}{8\,K^2 (C_t\, \omega)^2} = 0{,}342\, V_{BR} \qquad (33)$$

2.5. - Calcoliamo la resistenza di ingresso R_{in} e di uscita R_L. Dalla (14) e(29) essendo $P_{in} = P_{uscita}$ e $I_1 = I_2$

$$R_{in} = R_L = \frac{P_{in}}{I_1^2} = \frac{I_2}{2\,K^2\,(\omega\,C_t)^2} \cong \frac{77.10^{-2}\,V_{BR}^{\frac{1}{2}}}{16\,K\,\omega\,C_t} \qquad (34)$$

Tali valori di resistenza, sono ottenuti rispettando le condizioni di ottimo.

2.6. - Il circuito di ingresso e di uscita deve risultare puramente resistivo.
Occorre quindi annullare la parte reattiva introdotta dal diodo alle frequenze ω e $2\,\omega$ mediante una reattanza di segno opposto, cioè nel nostro caso, una induttanza.
Calcoliamo il valore dell'induttanza:

$$L_\omega = \frac{(V_{BR}/4)^{\frac{1}{2}}}{\frac{1}{2}\omega^2 K C_t} = \frac{V_{BR}^{\frac{1}{2}}}{K C_t\,\omega^2} \qquad (35)$$

$$L_{2\omega} = \frac{1}{4} L_\omega = \frac{1}{4}\frac{V_{BR}^{\frac{1}{2}}}{K C_t \omega^2} \qquad (36)$$

La (30) esprimente la potenza di uscita e di ingresso, la (34) esprimente i valori dell'impedenza di ingresso e di uscita insieme con la (35) e (36) che forniscono i valori delle induttanze necessarie per portare in risonanza il circuito di ingresso e di uscita, costituiscono le relazioni fondamentali per il calcolo teorico di un duplicatore di frequenza ideale.
È interessante sottolineare che la conversione di frequenza dalla frequenza ω alla frequenza doppia $2\,\omega$ avviene idealmente senza nessuna perdita di potenza.

3. - CASO DI UN DIODO REALE

3.1. - La perdita di potenza che si ha nella conversione, nulla nel caso ideale, è causata essenzialmente dalla resistenza equivalente serie presentata dal diodo varactor.
Il valore di tale resistenza R_S per i diodi attualmente reperibili è compreso fra 0,3 e 10 Ω ed indipendente dalla tensione di polarizzazione.
Il circuito equivalente di un diodo varactor è riportato in fig. 8.
I diodi varactor usati per la moltiplicazione di frequenza hanno una tensione di breakdown V_{BR} dell'ordine di 6÷150 V. La caduta di tensione che si ha sulla resistenza R_S è trascurabile rispetto alla tensione V_{BR} dal punto di vista della teoria esposta nei paragrafi precedenti.
La conversione di potenza dalla frequenza ω alla frequenza $2\,\omega$ non avviene però, a causa della resistenza R_S senza perdite.
La potenza dissipata sul diodo è:

$$P = I_{tot}^2\,R_S = (\sum_{K=1}^{n} I_K^2)\,R_S \qquad (37)$$

Nel nostro caso le correnti I_K si riducono alle correnti a frequenza I_ω e $I_{2\omega}$ poichè il circuito, come si è detto, lascia passare solo queste due frequenze impedendo la circolazione di correnti a frequenza diversa.
Si ha:

$$P_{per} = \left(\frac{I_1^2}{2} + \frac{I_2^2}{2}\right) R_S \qquad (38)$$

I costruttori dei diodi varactor forniscono il valore del Q (coefficiente di bontà) del diodo ad una certa frequenza ω_o ed alla tensione di prova K alla quale corrisponde la capacità C_t

$$Q = \frac{X_S}{R_S} = \frac{1}{\omega_o\,C_t \cdot R_S} \qquad (39\,a)$$

$$R_S = \frac{1}{\omega_o\,C_t\,Q} \qquad (40)$$

Spesso al posto del valore del Q, misurato ad una certa frequenza ω_o, i costruttori forniscono la così detta frequenza di taglio (cut off frequency) misurata alla tensione di prova K alla quale corrisponde la capacità C_t

$$f_{taglio} = \frac{1}{2\,\pi\,R_S\,C_t} \qquad (39\,b)$$

esprimendo f in [GHz], R_S in [Ω] e C_t in [pF] si ha:

$$f_{taglio} = \frac{159}{R_S\;\;C_t} \qquad (39\,c)$$

Confrontando con la (39 *a*)

$$Q = \frac{1}{\omega_o\,C_t\,R_S} = \frac{159}{f_o\,C_t\,R_S}$$

Risulta

$$f_o Q = f_{taglio} \qquad (39\,d)$$

Si riporta il nomogramma che permette, data la frequenza di taglio f_t, di determinare C_t od R_S a seconda quale dei due è conosciuto.

$$P_{per} = \left(\frac{I_1^2}{2} + \frac{I_2^2}{2}\right) R_S \text{ poichè } I_1 = I_2$$

$$= I_1^2\,R_S = 0{,}152\,K^2\,C_t\,\omega^2 V_{BR}\cdot 1/\omega_o\,Q \qquad (41)$$

3.2. - Calcolata la potenza perduta P_{per} (41) si può calcolare, ricordando la (30), il rendimento di moltiplicazione dalla frequenza ω alla frequenza $2\,\omega$

$$\eta = \left(\frac{P_{in} - P_{per}}{P_{in}}\right) \qquad (42)$$

$$\eta = \left(1 - \frac{P_{per}}{P_{in}}\right) \qquad (43)$$

$$\eta = \left(1 - \frac{0{,}15\,K^2 C_t\,\omega^2\,V_{BR}\,1.\,\omega_o\,Q}{1{,}4.K.10^{-2}\;\omega\;C_t\;V_{BR}^{\frac{3}{2}}}\right)$$

$$= \left(1 - \frac{10{,}8.\,\omega.K}{V_{BR}^{\frac{1}{2}}}\;\frac{1}{\omega_0\;Q}\right) \qquad (44)$$

Considerando la (44) si può dedurre che il rendimento di moltiplicazione:

a) diminuisce all'aumentare della frequenza di ingresso

b) aumenta, a parità di altri fattori scegliendo un diodo avente V_{BR} elevato.

c) aumenta all'aumentare del valore del coefficiente di bontà Q del diodo definito secondo la (39 *a*)

4. - TRIPLICATORI DI FREQUENZA

4.1. - Lo schema generale di un triplicatore riportato in fig. 9, differisce da quello di un duplicatore (fig. 5) per la presenza del circuito « idler » accordato alla frequenza $2\,\omega$, dal quale non si deve estrarre potenza reale, la quale deve essere versata ed estratta alla frequenza $3\,\omega$.

4.2. - Attraverso il diodo transitano le correnti I_1, I_2, I_3. La relazione (7) caratteristica per un duplicatore di frequenza, diventa:

$$\frac{dq}{dt} = I_1 \operatorname{sen} \omega\,t + I_2 \operatorname{sen} (2\,\omega\,t + \Phi_1) +$$
$$+ I_3 (\operatorname{sen} 3\,\omega\,t + \Phi_2) \qquad (45)$$

e differisce dalla (7) per la presenza del termine aggiuntivo I_3 (sen $3\,\omega\,t + \Phi_2$), per effetto appunto della corrente I_3.
La tensione istantanea sul diodo risulta:

$$V = E_{DC} + \qquad (46\,a)$$

$$+ \frac{I_1^2}{2\,K^2\,(C_t\;\omega)^2} + \qquad (46\,b)$$

$$+ \frac{I_2^2}{8\,K^2\,(C_t\;\omega)^2} + \qquad (46\,c)$$

$$+ \frac{I_3^2}{9\,K^2\,(C_t\;\omega)^2} - \qquad (46\,d)$$

$$- \frac{I_1\,E_{DC}^{\frac{1}{2}}}{K\,(C_t\;\omega)} \cos \omega\,t + \qquad (46\,e)$$

$$+ \frac{I_1\,I_2}{2\,K^2\,(C_t\;\omega)^2} \cos (\omega t + \Phi_1) + \qquad (46\,f)$$

$$+ \frac{I_2\,I_3}{6\,K^2\,(C_t\;\omega)^2} \cos (\omega\,t + \Phi_2 - \Phi_1) - \qquad (46\,g)$$

$$- \frac{-I_2\,E_{DC}^{\frac{1}{2}}}{2\,K\,C_t\;\omega} + \qquad (46\,h)$$

$$+\frac{I_1^2}{8K^2(C_t\,\omega)^2}\cos 2\,\omega\,t\,+ \qquad (46\,i)$$

$$+\frac{I_1\,I_3}{12\,K^2\,(C_t\,\omega)^2}\cos(2\,\omega\,t+\Phi_2)- \qquad (46\,j)$$

$$-\frac{I_3\,E_{DC}^{\frac{1}{2}}}{3\,K\,C_t\,\omega}\cos(3\,\omega\,t+\Phi_2)+ \qquad (46\,k)$$

$$+\frac{I_1\,I_2}{8\,K^2\,(C_t\,\omega)^2}\cos(3\,\omega\,t+\Phi_1)+ \qquad (46\,l)$$

$$+\frac{I_2^2}{32\,K^2\,(C_t\,\omega)^2}\cos(4\,\omega\,t+2\,\Phi_1)+ \qquad (46\,m)$$

$$+\frac{I_1\,I_3}{32\,K^2\,(C_t\,\omega)^2}\cos(4\,\omega\,t+\Phi_2)+ \qquad (46\,n)$$

$$+\frac{I_2\,I_3}{24\,K^2\,(C_t\,\omega)^2}\cos(5\omega t+\Phi_1+\Phi_2)+ \qquad (46\,o)$$

$$+\frac{I_3^2}{36\,K^2\,(C_t\,\omega)^2}\cos(6\,\omega\,t+2\,\Phi_2) \qquad (46\,p)$$

La potenza reale versata o sottratta al circuito idler (fig. 8) a frequenza 2 ω deve essere nulla. Procedendo come nel caso del duplicatore (paragrafo 3). le tensioni (46 i) e (46 j) devono essere uguali e di segno opposto

$$\frac{I_1^2}{8\,K^2\,(C_t\,\omega)^2}\cos 2\,\omega=\frac{I_1\,I_3}{2\,K^2\,(C_t\,\omega)^2}\cos(2\,\omega\,t+\Phi_2) \qquad (47)$$

da cui:

$$\Phi_2=\pi \qquad (48)$$

e

$$I_1=\frac{2}{3}\,I_3 \qquad (49)$$

La potenza attiva (negativa) deve essere trasferita alla frequenza 3 ω (cioè il circuito deve fornire potenza reale attiva all'utilizzatore).
Considerando le relazioni (45) e (46 l) e ricordando quanto detto riguardo alle potenze nel caso del duplicatore risulta:

$$\Phi_1=-\frac{\pi}{2} \qquad (50)$$

Le (46 f), (46 g) (46 l) permettono di ricavare la potenza di ingresso e di uscita.
Utilizzando la (48) e la (50) si hanno la potenza di ingresso e di uscita:

$$P=\frac{I_2\,I_1}{16\,K^2\,(C_t\,\omega)^2}\left(\cdot I_1+\frac{I_3}{3}\right) \qquad (51)$$

Ricordando la relazione (49) si riconosce che nel caso di triplicatore ideale si ottiene una conversione di frequenza senza alcuna perdita.
Nella relazione della potenza (51) compare il prodotto $I_2\,I_1$. Per ottenere $P\neq 0$ occorre che $I_2\neq 0$, cioè è necessaria la circolazione della corrente idler I_2.
È naturale però che la potenza attiva dissipata nel circuito idler sia nulla o per lo meno ridotta nel limite del possibile. Il circuito idler dovrà essere messo a punto con particolare cura per non avere delle brusche perdite di rendimento [4].

4.3. - Procedendo analogamente al caso del duplicatore (paragrafo 3) si ottengono i risultati

$$I_\omega\cong\frac{K}{2}\,C_t\,\omega\,V_{BR}^{\frac{1}{2}} \qquad (52)$$

$$I_{2\omega}\cong\frac{K}{1{,}1}\,C_t\,\omega\,V_{BR}^{\frac{1}{2}} \qquad (53)$$

$$I_{3\omega}\cong\frac{K}{1{,}33}\,C_t\,\omega\,V_{BR}^{\frac{1}{2}} \qquad (54)$$

$$P_{ing}=P_{uscita}=K\,C_t\cdot V_{BR}^{\frac{1}{2}}\cdot 2{,}2\cdot 10^{-2} \qquad (55)$$

$$P_{per}=0{,}208\,K^2\,C_t^2\,\omega^2\,V_{BR}\,1/_o C_t\,Q \qquad (56)$$

essendo
ω = frequenza di ingresso sul moltiplicatore
ω_o = frequenza alla quale viene definito il Q del varactor (dati forniti dal costruttore)

$$\eta=\left(1-\frac{P_{per}}{P_{in}}\right)=$$

$$\left(1-\frac{0{,}189\;\omega\,K}{10^{-2}\,V_{BR}^{\frac{1}{2}}}\;\frac{1}{\omega_o\,Q}\right) \qquad (57)$$

$$E_b\cong 0{,}318\,V_{BR} \qquad (58)$$

$$R_{out}=0{,}15\,\frac{V_{BR}^{\frac{1}{2}}}{K\,C_t\,\omega} \qquad (59)$$

$$R_{in}=0{,}338\,\frac{V_{BR}^{\frac{1}{2}}}{K\,C_t\,\omega} \qquad (60)$$

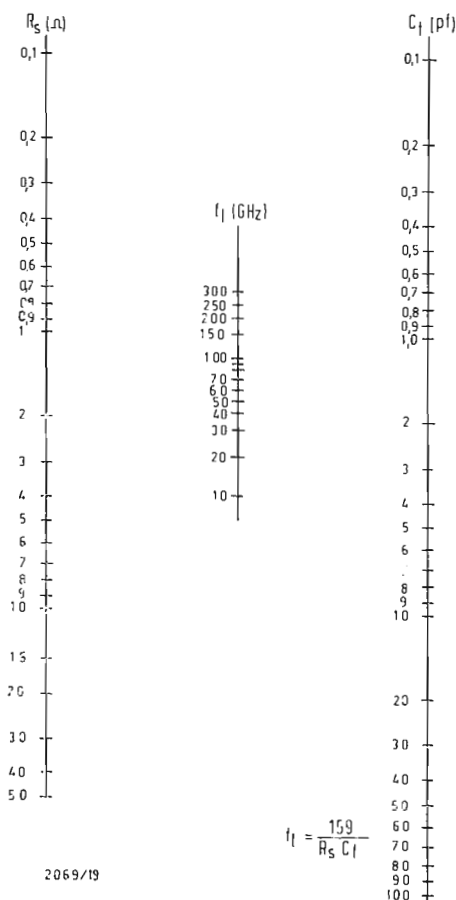
$$L_\omega=\frac{V_{BR}^{\frac{1}{2}}}{K\,C_t\,\omega^2} \qquad (61)$$

$$L_{2\omega}=\frac{V_{BR}^{\frac{1}{2}}}{8\,K\,C_t\,\omega^2} \qquad (62)$$

$$L_{3\omega}=\frac{V_{BR}^{\frac{1}{2}}}{18\,K\,C_t\,\omega^2} \qquad (63)$$

Le relazioni riportate sono sufficienti per un progetto di massima del circuito triplicatore.

5. - QUADRUPLICATORE DI FREQUENZA

Il circuito quadriplicatore di frequenza con ingresso a frequenza ω ed uscita

Monogramma per il calcolo della resistenza serie dei diodi varactor.

a frequenza 4 ω risulta quello di figura 10 che è uguale a quella del triplicatore fig. 9. Risulta diversa la frequenza a cui è accordato il circuito di uscita, che è 4 ω. La frequenza di idler 2 ω rimane invariata.
Si ha l'equazione:

$$\frac{dq}{dt} = I_1 \operatorname{sen} \omega t + I_2 \operatorname{sen} (\omega t + \Phi_1) + I_4 \operatorname{sen} (\omega t + \Phi_2) \qquad (64)$$

in cui compaiono solo le correnti che circolano effettivamente nel circuito, essendo le altre impedite dai filtri.
Nel caso del duplicatore è presente infatti solo il termine contenente la I_2 a frequenza 2 ω; nel caso del triplicatore compare anche il termine contenente il termine I_3 a frequenza 3 ω; nel caso del quadruplicatore non compare il termine contenente la I_3, ma il termine contenente la I_4 a frequenza 4 ω; nel caso di triplicatore e quadruplicatore compare anche il termine contenente le I_2 a frequenza 2 ω che costituisce la frequenza idler. La tensione ai capi del diodo è

$$V = E_{DC} + \qquad (65\ a)$$

$$+ \frac{I_1^2}{8 K^2 (C_t \omega)^2} + \qquad (65\ b)$$

$$+ \frac{I_2^2}{32 K^2 (C_t \omega)^2} + \qquad (65\ c)$$

$$+ \frac{I_4^2}{124 K^2 (C_t \omega)^2} - \qquad (65\ d)$$

$$- \frac{I_1 E_{DC}^{\frac{1}{2}}}{K C_t \omega} \cos \omega t + \qquad (65\ e)$$

$$+ \frac{I_1 I_2}{8 K^2 (C_t \omega)^2} \cos (\omega t + \Phi_1) - \qquad (65\ f)$$

$$- \frac{I_2 E_{DC}^{\frac{1}{2}}}{2 K C_t \omega} + \qquad (65\ g)$$

$$+ \frac{I_1^2}{8 K^2 (C_t \omega)^2} \cos 2 \omega t \qquad (65\ h)$$

$$+ \frac{I_2 I_4}{32 K^2 (C_t \omega)^2} \cos (2 \omega t + \Phi_2 - \Phi_1) \qquad (65\ i)$$

$$+ \frac{I_1 I_2}{8 K^2 (C_t \omega)^2} \cos (3 \omega t + \Phi_1) + \qquad (65\ j)$$

$$+ \frac{I_1 I_4}{16 K^2 (C_t \omega)^2} \cos (3 \omega t + \Phi_2) - \qquad (65\ k)$$

$$- \frac{I_4 E_{DC}^{\frac{1}{2}}}{4 K C_t} \cos (4 \omega t + \Phi_2) + \qquad (65\ l)$$

$$+ \frac{I_2^2}{36 K^2 (C_t \omega)^2} \cos (4 \omega t + 2 \Phi_1) + \qquad (65\ m)$$

$$+ \frac{I_1 I_4}{16 K^2 (C_t \omega)^2} 2 \cos (5 \omega t + \Phi_2) + \qquad (65\ n)$$

$$+ \frac{I_2 I_4}{36 K^2 (C_t \omega)^2} \cos (6 \omega t + \Phi_1 + \Phi_2) + \qquad (65\ o)$$

$$+ \frac{I_4^2}{124 K^2 (C_t \omega)^2} \cos (8 \omega t + 2 \Phi_2) \qquad (65\ p)$$

$$\Phi_1 = -\Phi_2 = -\pi/2 \qquad (66)$$

$$I_1 = I_4 = 2 I_1$$

Procedendo come nel caso del triplicatore si ricava:

$$I_1 = 0{,}5 \cdot K C_t \omega V_{BR}^{\frac{1}{2}} \qquad (67)$$

$$I_2 = I_4 = 1{,}017\ K C_t \omega V_{BR}^{\frac{1}{2}} \qquad (68)$$

$$P_{in} = P_{uscita} = 1{,}53\ K C_t \omega V_{BR}^{\frac{3}{2}} \cdot 10^{-2} \qquad (69)$$

$$R_{in} = 4 R_{uscita} = = \frac{V_{BR}^{\frac{1}{2}} \cdot 3{,}18 . 10^{-2}}{K C_t \omega} \qquad (70)$$

$$E_b = 0{,}333 .\ V_{BR} \qquad (71)$$

$P_{perdita} = 0{,}247\ K^2 C^2 \omega^2 V_{BR}\ 1/\omega_o C_t Q$
Anche nel caso del quadruplicatore per $P \neq 0$ è necessaria la circolazione della corrente idler I_2

$$\eta = \left(1 - \frac{0{,}3 \cdot \omega \cdot K}{10^{-2} V_{BR}} \cdot \frac{1}{\omega_o Q}\right) \qquad (72)$$

$$L = \frac{V_{BR}^{\frac{1}{2}}}{K C_t \omega^2} \qquad (73)$$

$$L_2 = \frac{V_{BR}^{\frac{1}{2}}}{K C_t \omega^2} \qquad (74)$$

$$L_4 = \frac{V_{BR}^{\frac{1}{2}}}{16 K C_t \omega^2} \qquad (75)$$

Le relazioni riportate sono sufficienti per un progetto di massima del circuito quadruplicatore.

6. - GENERALIZZAZIONE PER UN MOLTIPLICATORE DI FREQUENZA ALLA *N* ESIMA ARMONICA

Procedendo analogamente a quanto è stato riportato per il duplicatore, triplicatore e quadruplicatore si può estendere la teoria ad un moltiplicatore fino all'n esima armonica, essendo n un numero a piacere.
Occorre però fare le seguenti osservazioni:
a) per i moltiplicatori per $n > 5$ devono essere adottati circuiti idler multipli che rendono notevolmente laboriosa la costruzione e la taratura.
b) La potenza descrive con l'ordine n di moltiplicazione.

(continua)

dott. ing. Alessandro Banfi

Il progresso mondiale della televisione

Il Dottor Franci organizzatore della importante manifestazione EXCOT 1964 (a sinistra) a colloquio con lo scienziato Prof. Schroeter. Al centro l'ing. Castellani, presidente del C.I.T. sotto i cui auspici si è svolto il Congresso.

Sotto questo titolo si è svolto a Milano, dal 17 al 20 ottobre scorso, un importante Congresso tecnico organizzato congiuntamente dal MIFED, EXCOT e CIT (Comité International (de) Television).

A questo Congresso, ospitato signorilmente ed impeccabilmente dalla Fiera di Milano nel Palazzo delle Nazioni adibito a molteplici manifestazioni congressuali, hanno partecipato numerose personalità del mondo scientifico televisivo.

Fra gli intervenuti più illustri e noti nel campo scientifico possiamo citare Zworykin, inventore dell'icoscopio, Schroeter, Karolus, Theile e Bruch, responsabili di molti sviluppi della tecnica televisiva tedesca, Polonsky, Delvaux, Delbord, Cazalas, De France, Capi di servizi di ricerche scientifiche francesi, nonchè gli inglesi Lance, Broodway e Cooper e gli americani Kell, Alson e Goldschmith, oltre a molti altri, forse meno noti, ma sempre appartenenti all'« elite » dei tecnici televisivi.

Gli argomenti trattati nel corso di ben quattro giornate di fitte relazioni riguardavano principalmente la tecnica della TV professionale (telecamere, telecinema, registrazione, TV industriale in circuito chiuso, applicazioni speciali della TV, ecc.) nonchè la TV a colori.

Altri temi trattati, non propriamente di televisione ma di carattere molto affine, riguardavano nuovi tipi di radar quale ad es. il Telelaser che sfrutta alcune proprietà del « laser » a raggio di luce coerente unifrequenziale, nuovi sistemi di registrazione fotografica su film cinematografici a sviluppo ultrarapido (10 secondi) e successiva proiezione lievemente differita, apparecchiature elettroniche speciali ad uso di satelliti meteorologici, per citarne solo i principali.

Il Prof. Zworykin della RCA, ha riportato delle notizie interessanti, nei riguardi dei recenti sviluppi della televisione a colori negli U.S.A.

Il numero dei televisori a colori che alla fine dell'anno 1963 era di circa 1 milione, è salito in quest'anno ad 1.600.000 unità, mentre il prezzo dei televisori è sceso di circa il 20%.

L'industria Radio-TV americana si è ora resa conto che la TV a colori rappresenta un grosso « business » e vi si è gettata con impegno, tanto che si prevede per il 1965 un altro milione di nuovi telespettatori a colori.

Il grande favore che sta raccogliendo attualmente la TV a colori in America (contrariamente a quanto si era verificato sino a poco tempo fa, dopo circa un decennio dall'inizio del servizio) dipende essenzialmente dalla recente introduzione di programmi serali quotidiani (sabato e domenica anche al pomeriggio) a colori.

È noto che il sistema adottato in America è quello N.T.S.C. che è stato recentemente perfezionato sia dal lato trasmittente, che da quello ricevente in modo da soddisfare praticamente ogni ragionevole esigenza.

Tra l'altro il Prof. Zworykin ha annunciato la prossima comparsa sul mercato di una nuova versione del noto tubo catodico tricolore « shadow mask », con schermo rettangolare da 25 pollici, con fosfori tricromici di nuove caratteristiche, tali da semplificare i circuiti di crominanza del televisore.

Tale tubo tricolore, che, assieme alla già esistente versione a schermo rotondo da 21 pollici, costituisce praticamente l'unico tubo d'immagine a colori oggi disponibile in tutto il mondo, verrà prodotto in serie nei prossimi mesi col ritmo di 2000 unità al giorno.

Altri relatori hanno illustrato le caratteristiche e le possibilità d'impiego di alcuni nuovi tipi di tubi da ripresa TV, sia del genere « image orthicon », che del genere « vidicon ».

Con tali nuovi tubi, la televisione oltrepassa decisamente le possibilità visive dell'uomo, tanto che si possono oggi riprendere scene quasi totalmente prive di illuminazione e quindi quasi invisibili all'occhio umano.

Assistendo allo svolgersi di riunioni internazionali a così alto livello tecnico, ci si rende conto dei rapidi ed imponenti sviluppi che la scienza e la tecnica stanno incessantemente subendo.

E sono tali e tanti i settori operativi della moderna tecnica elettronica, che si perviene logicamente a così alti gradi di specializzazione da rendere praticamente difficilissimo per non dire impossibile, seguirne gli sviluppi da parte di tecnici generici.

Viviamo nell'era della specializzazione spinta ove i citati settori operativi si moltiplicano sempre più, con caratteristiche estremamente selettive.

E per restare nel nostro campo, quello della TV, già assistiamo ad una netta selezione di concezioni, di problemi, esigenze e compiti relativi, imposta dalla tecnica del colore, tale da differenziarla notevolmente dalla tecnica del bianco-nero, creandone così una vera e propria specializzazione di settore.

Uno scorcio del Palazzo delle Nazioni presso la Fiera di Milano, ove si è svolto il Congresso.

Uno scorcio dell'interessante rassegna presentata da 11 Paesi sui progressi mondiali della TV in tutti i settori di applicazione.
Qui erano esposte le più recenti conquiste della tecnica elettronico-televisiva, compreso il tele-laser che era fra le novità presentate, quella di più acuto interesse.

È un avvertimento agli attuali tecnici della TV ed un invito alla loro preparazione al colore che nei prossimi anni assumerà un ruolo importantissimo.
In questi ultimi due anni la tecnica della TV a colori ha preso un ritmo evolutivo veramente intenso. I tecnici di tutto il mondo sono protesi alla ricerca della migliore e più conveniente soluzione fra le varie oggi conosciute, per l'espletamento di un servizio di televisione a colori con caratteristiche di praticità, efficienza, ed economia.
Ma a questa ammirevole ed intelligente competizione tecnica, si sovrappongono purtroppo interessi finanziari e politici di alto bordo. La posta in giuoco è invero molto grossa, e nessun colpo viene risparmiato.
Questa è succintamente la attuale situazione della TV a colori, quale è apparsa da una serie di interviste dello scrivente, con varie personalità scientifiche presenti al Congresso di Milano, che ha lasciato in tutti un senso di profonda soddisfazione, ed anche, diciamolo pure, di autentico orgoglio per la dedizione più o meno remota alla tecnica elettronica. *A.*

Anche l'Italia insieme con altri dieci Paesi ha siglato gli accordi per l'istituzione di una rete mondiale di telecomunicazioni via satelliti artificiali

Undici Paesi hanno siglato due accordi per l'istituzione di una rete mondiale di telecomunicazioni via satelliti artificiali. Tra i firmatari figurano l'Italia, la Città del Vaticano, l'Australia, il Canada, la Danimarca, la Francia, il Giappone, i Paesi Bassi, la Spagna ed il Regno Unito di Gran Bretagna, oltre naturalmente gli Stati Uniti.
In occasione della cerimonia della firma, il Presidente degli Stati Uniti ha fatto le seguenti dichiarazioni:
« Attraverso gli anni della storia umana su questa Terra, gli uomini hanno intrapreso molte esplorazioni degli orizzonti lontani. Ma in tutto questo lungo periodo di tempo, nessun orizzonte nuovo si è prospettato alle nazioni per operare insieme altrettanto chiaramente di quello dello spazio.
« Oggi, è motivo di soddisfazione per gli uomini di tutto il mondo il fatto che 11 nazioni si siano unite insieme per gettare le fondamenta di una nuova utilizzazione di incommensurabile valore dello spazio come mezzo per le comunicazioni internazionali.
« I due accordi testè firmati prevedono la istituzione di una rete globale commerciale di satelliti per telecomunicazioni. Questi accordi costituiscono le ferme manifestazioni delle direttive politiche tradotte in legge della nostra terra per volontà del nostro popolo.
« Gli Stati Uniti — dall'inizio dell'èra spaziale — hanno cercato ed incoraggiato la collaborazione fra tutte le nazioni per le utilizzazioni di pace e le applicazioni pratiche di questa nuova dimensione. Questi accordi tengono fede a quell'obbiettivo.
« Continueremo a cercare — come già abbiamo fatto — nella misura massima la collaborazione in tutte le nazioni della Terra nell'inpiego pacifico delle regioni dello spazio che sono intorno a noi.
« Questi accordi sono aperti per la firma a tutti i Paesi che fanno parte dell'Unione internazionale delle telecomunicazioni. I Paesi che non firmeranno gli accordi saranno in grado di servirsi della rete globale.
« Le prospettive di sviluppo dei sistemi di comunicazioni nello spazio superano la nostra fantasia. Nel futuro, le voci, i messaggi e le immagini valicheranno le barriere della distanza e avvicineranno gli uomini e le nazioni per una maggiore comprensione e collaborazione.
« Nel 1965, si prevede che un satellite sperimentale operativo collegherà l'America del Nord con l'Europa. Nel 1966 e nel 1967 verrà lanciato un sistema destinato ad assicurare per la prima volta una copertura globale.
« I vantaggi saranno molti per l'intera umanità.
« Rimarchiamo questo giorno con orgoglio e la fede che da questa collaborazione derivino progressi certi sulla via della realizzazione della grande speranza dell'uomo di trovare nei nostri tempi la base di una pace onorevole ed universale ».
Il primo satellite per telecomunicazioni (ComSat, dalla contrazione di « communication satellite ») sarà lanciato su orbita stazionaria con un potenziale di 240 canali telefonici per il collegamento America del Nord-Europa nel 1965.
Gli accordi resteranno aperti sei mesi per la firma eventuale da parte di qualunque dei 122 Paesi, membri dell'Unione internazionale delle telecomunicazioni. I Paesi non firmatari non subiranno, tuttavia, trattamenti discriminatori nell'utilizzazione della rete dei ComSat.
La direzione della rete di satelliti per telecomunicazioni, che verrà impiantata in orbita nei prossimi anni per il servizio commerciale internazionale, è stata affidata in base ai due accordi testè firmati alla « Communications Satellite Corporation » degli Stati Uniti. A questo organismo misto privato-governativo è stata riconosciuta una quota di partecipazione del 61 per cento, mentre per i futuri firmatari è stata accantonata una quota del 17 per cento.
Le altre quote di partecipazione risultano così suddivise: Italia 2,2 per cento;

Vaticano 0,05; Australia 2,75; Austria 0,2; Belgio 1,1; Canada 3,75; Danimarca 0,3; Francia 6,1; Repubblica Federale di Germania 6,1; Irlanda 0,35; Giappone 2; Olanda 1; Norvegia 0,4; Portogallo 0,4; Spagna 1,1; Svezia 0,7; Svizzera 2; Gran Bretagna 8,4. (*i.s.*)

Sul mercato un nuovo filo superconduttore

È stato messo a punto un nuovo filo superconduttore per applicazioni criogeniche che impiega come materiale base una combinazione di niobio e stagno; esso rappresenta uno dei più interessanti risultati del lavoro di ricerca e sviluppo svolto dalla General Electric Company (U.S.A.) sui materiali che sembrano prestarsi meglio a fungere da conduttori con i solenoidi ad alta intensità di campo magnetico.
Il filo ha la più alta portata di corrente e il più elevato campo critico (200.000 gauss e oltre) di tutti i conduttori impiegati sinora; ciò consentirà di fabbricare magneti di dimensioni molto minori di quanto non sia mai stato possibile per una data intensità di campo, con notevoli vantaggi in termini di quantità di refrigerante criogenico e di spazio richiesto dal magnete stesso.
La temperatura critica del niobio-stagno — quella, cioè, alla quale si manifesta la resistenza normale — è di 18° Kelvin (ossia di 18 gradi centigradi al di sopra dello zero assoluto), ed è anche la massima che si possa avere. Il nuovo filo, chiamato « Cryostrand », si compone di « trefoli » di niobio intrisi di stagno e protetti da un rivestimento isolante in quarzo. Le sue eccezionali caratteristiche di superconduttività gli vengono impartite sottoponendolo in forma di bobina, e cioè avvolto su rocchetto, al trattamento termico a 950 °C per quattro ore, durante le quali lo stagno impregna completamente i trefoli di niobio, combinandosi con esso e dando luogo alla formazione del materiale superconduttore.
Il Cryostrand è già regolarmente in produzione, e viene offerto in due versioni standard, una a sette e l'altra a quarantanove trefoli. Il Cryostrand-7 ha un diametro di circa 0,27 mm, e alla temperatura ottenuta con l'elio liquido come refrigerante può portare 28 A (ossia 69 kA/cm²) a 100.000 gauss con un fattore di spazio oscillante tra il 40 a e il 50%. A 35.000 gauss e meno, la corrente critica è circa 70 A. Il Cryostrand-49, che in diametro misura 0,76 mm circa, porta 190 A (52 kA/cm²) a 100 kilogauss, e circa 490 A a 35 kilogauss e meno.
Il nuovo filo era già stato impiegato dalla General Electric nel 1964, nella fabbricazione del primo magnete a spire superconduttrici da 100.000 gauss.
Tra le applicazioni che potranno ricevere i solenoidi ad alta intensità di campo del tipo in questione, vi sono le tecniche di « contenimento » del plasma, gli studi sui materiali, i rilevatori di energia radiante, ed altri impieghi analoghi. (*p.r.*)

Nuovi diodi di potenza a « Valanga » della I.R.

La IRCI S.p.A. (INTERNATIONAL RECTIFIER CORPORATION ITALIANA) ha annunciato la disponibilità commerciale dei diodi al silicio di potenza con caratteristica di « valanga totale » da 200 A e ben 1600 V picco inverso.
Questi formidabili strumenti della tecnica più avanzata nel campo della fisica dei solidi, sono diodi autoprotetti contro i transitori di tensione, elevando quindi il grado di affidabilità di un diodo ad un valore finora mai raggiunto. Questa affidabilità estremamente alta unita alla alta tensione di questo diodo consentono una progettazione elegante ed economica se paragonata a quella dei diodi convenzionali posti in serie, specie nel campo trazione ferroviaria, banco di prova pratico dei semiconduttori a cristallo.
La caratteristica « valanga totale » è ottenuta col dominio della geometria e della uniformità della giunzione al silicio; ciò consente alla corrente inversa di venire distribuita sulla *intera* superficie della giunzione e non su un punto solo di essa, come avveniva nella giunzione tradizionale.
Non si tratta di un principio nuovo perchè il comportamento è molto simile a quello enunciato dallo Zener, ma la I.R. è la prima industria ad avere applicato tale tecnica in scala industriale su giunzioni di diametro tanto grande.
I diodi della serie 200 WAR sono disponibili nelle tensioni di 800-1000-1200-1400 e 1600 PRV. Sono intercambiabili con i ben noti 70 U della serie « Diodi di potenza » della I.R. ed entrambi sono disponibili sciolti o avvitati su radiatore di alluminio ad alto potere raffreddante o montati in formazioni a ponte. (*i.r.*)

Diodo al silicio di potenza con caratteristica di «valanga totale» da 200 A.

Importante ciclo di conferenze in Italia del Vice Presidente tecnico della International Rectifier

Nel corso di una serie di manifestazioni tenute in ottobre a Torino, Milano e Roma, il Vice Presidente Tecnico della INTERNATIONAL RECTIFIER CORPORATION – El Segundo – California, Mr. Edward J. Diebold, ha parlato sul tema: « Considerazioni economiche ed affidabilità nell'applicazione dei diodi al silicio di potenza e dei raddrizzatori controllati ».
Mr. Diebold, membro della A.I.E.E., è titolare di oltre 50 brevetti nel settore dei raddrizzatori ed è autore di numerosi scritti e trattati sui semiconduttori. Il suo nome è legato ai molti successi tecnici raggiunti dalla INTERNATIONAL RECTIFIER in particolare nel campo delle colonne ad alta tensione, dei raddrizzatori controllati epitassiali e recentemente dei raddrizzatori di potenza con caratteristica a valanga.

Nel corso delle sue conferenze in Italia Mr. Diebold ha illustrato specificamente due nuovi componenti messi a punto dalla INTERNATIONAL RECTIFIER: un raddrizzatore controllato di potenza a giunzione epitassiale, tarato a 235 A efficaci e a 1600 V p.i. ed un diodo di potenza a giunzione diffusa od alloyed tarato a 200 A ed a 1600 V p.i.
Questo ultimo componente possiede la caratteristica della valanga totale. All'atto pratico esso può dissipare la stessa potenza sia in senso diretto che in senso inverso.
A differenza dei semiconduttori convenzionali i nuovi componenti non risentono delle sovratensioni, ma, a causa della maggior complessità della loro fabbricazione, il loro costo è maggiore di quello dei diodi al silicio convenzionali. Il circuito che ne deriva è però più semplice e quindi più economico e di maggiore affidabilità.
Dopo aver brevemente descritto i principi costruttivi dei nuovi componenti, Mr. Diebold ha messo in rilievo l'opportunità di non lesinare sul costo iniziale di un impianto, sia in vista delle migliori prestazioni che questi componenti tecnicamente e costruttivamente più progrediti possono offrire, sia soprattutto per il risparmio nelle spese di manutenzione e riparazione e per quello, ancor più rilevante, che ne deriva dall'eliminazione degli arresti forzati.
A questo proposito Mr. Diebold ha portato numerosi esempi pratici di applicazioni industriali illustrando i vantaggi specifici che i nuovi componenti offrono.
Le conferenze sono state quindi seguite da interessanti dibattiti.
Nel quadro di ciascuna manifestazione era inoltre compresa un'esposizione delle seguenti apparecchiature realizzate dalla INTERNATIONAL RECTIFIER inglese e dalla INTERNATIONAL RECTIFIER CORPORATION ITALIANA.
1. Apparecchiatura per la determinazione delle caratteristiche inverse di un diodo.
2. Life-tester, apparecchio per la prova dinamica dei diodi.
3. Gruppo alternatore-motore dimostrante la costanza della tensione al variare dei giri dell'alternatore.
4. Apparecchiature per la dimostrazione delle caratteristiche del raddrizzatore controllato epitassiale.
5. Apparecchiatura per la dimostrazione del break-over di un raddrizzatore controllato epitassiale 150 RE.
6. Apparecchio per l'applicazione di una sovracorrente diretta ad un controllato epitassiale 150 RE e ad un diodo a valanga 200 WAR.
7. Apparecchiatura per la dimostrazione della corrente inversa impulsiva di un diodo a valanga 200 WAR.
8. Apparecchiatura per la dimostrazione della funzione del Klip-sel.
Erano inoltre presentati apparecchi e strumenti realizzati da clienti della INTERNATIONAL RECTIFIER.
Le manifestazioni promosse dalla INTERNATIONAL RECTIFIER acquistano una particolare importanza nel quadro dei più recenti avvenimenti economici europei e mondiali poiché costituiscono un segno concreto della sempre più stretta collaborazione fra le industrie di nazioni diverse. *(i.r.)*

Il rapporto energia-volume nelle pile al mercurio

È noto che le pile al mercurio e alcalino-manganese « durano molto di più » delle pile comuni.
Il progettista di apparecchiature si preoccupa sempre di sapere « quante » volte di più, per stabilirne l'economicità, pur tenendo nel dovuto conto anche le altre peculiari caratteristiche di conservazione e di costanza della tensione.
Raramente viene posta la domanda « di quante volte può essere ridotto l'ingombro delle pile a parità di durata ».
Ci si riferisce naturalmente allo stesso fenomeno, ma visto sotto un altro aspetto non meno importante del primo.
Infatti, se è vero che determinate apparecchiature alimentate con pile convenzionali aumentano di autonomia e forniscono migliori prestazioni generali quando sono alimentate con pile al mercurio e alcalino-manganese, è anche interessantissimo sapere che le stesse apparecchiature possono essere miniaturizzate conservando intatte le loro peculiari caratteristiche, impiegando come fonte di energia la pila al mercurio e alcalino-manganese adatta.
Le pile alcalino-manganese sono adottate con successo in fotografia, nei registratori, nei giradischi, nei radioricevitori, ecc.
Ma, al di sotto di determinate dimensioni e con apparecchi elettronici che debbano funzionare in modo continuo, conviene senz'altro utilizzare pile al mercurio.
Queste pile posseggono un rapporto energia/volume molto elevato. Per ogni grammo molecola di materiale dell'elettrodo attivato, vengono liberati 2 faraday.
Un grammo di ossido di mercurio e 0,302 grammi di zinco forniscono una capacità di circa 220 mA-ora, corrispondente a circa 6/7 volte la capacità dei materiali usati nella pila di Leclanchè.
Ciò significa che a parità di capacità, il volume delle pile al mercurio è 6/7 volte inferiore, pur presentando intatte le note prerogative di lunghissima conservazione e di tensione costante sino a fine carica. Questa proprietà delle pile al mercurio ne fa la sorgente di alimentazione indispensabile e da tempo generalmente usata negli apparecchi acustici per l'udito, dove l'esigenza di miniaturizzare gli

apparecchi stessi è sempre stata molto sentita, per ovvie ragioni.
In questi ultimi anni tuttavia, con il generalizzarsi dei componenti elettronici miniaturizzati a basso costo, e con l'impiego dei semiconduttori, delle fotoresistenze, ecc., l'uso della pila al mercurio si è andato affermando dal campo professionale alle apparecchiature di tipo commerciale.
Ora la pila al mercurio è indispensabile per la maggior parte degli automatismi delle macchine fotografiche e da ripresa, nei ricevitori radio di piccolissime dimensioni, negli orologi da polso elettrici ed elettronici, in speciali dispositivi medicali ed in moltissimi altri dispositivi elettronici di uso corrente. (*i.r.*)

Le caratteristiche della calcolatrice elettronica che verrà installata al « Cern » all'inizio del 1965 per il trattamento dei dati della fisica delle alte energie

Il CERN ha firmato recentemente un contratto per la fornitura di una calcolatrice elettronica del tipo CDC (« Control Data Corporation ») 6600. Questa macchina, una delle più grandi disponibili, potrà effettuare più di un milione di operazioni aritmetiche al secondo.
La decisione di fare questa importante ordinazione è conseguente ad uno studio molto minuzioso condotto da un Comitato europeo di esperti sulle calcolatrici e sul trattamento dei dati della fisica delle alte energie. Il Comitato ha studiato le necessità future del Laboratorio in materia di calcolo elettronico e le possibilità offerte da vari fabbricanti, tanto in Europa che negli Stati Uniti. Esso è giunto alla conclusione che l'impiego delle calcolatrici per la fisica delle alte energie continuerà a svilupparsi rapidamente in avvenire, e che il CERN dovrà acquistare una macchina moderna, almeno dieci volte più potente di quella della quale dispone attualmente.
La nuova calcolatrice sarà installata al CERN all'inizio del 1965. Essa permetterà all'Organizzazione europea per la ricerca nucleare di disporre della capacità di analizzare i risultati dei suoi esperimenti di fisica nucleare, sufficiente per vari anni. Il CERN potrà così far fronte sia alle proprie necessità che a quelle derivanti dalla sua collaborazione con i laboratori degli Stati Membri.
È opportuno ricordare, in questa occasione, che per determinare le leggi fondamentali che governano la materia universale, la fisica moderna è ricorsa ad esperimenti che comportano i grandi acceleratori di particelle, i rivelatori di eventi nucleari ed i dispositivi di analisi e di trattamento delle informazioni raccolte. Le calcolatrici elettroniche figurano nell'ultima categoria. Il CERN dispone di due calcolatrici, la capacità delle quali non risponde più alle necessità attuali, risultanti sia dai propri lavori che dalla sua collaborazione con i laboratori degli Stati Membri.
Effettivamente, il 1963 ha visto quadruplicarsi l'impiego di queste calcolatrici, che raggiungono attualmente il loro punto di saturazione. Un aumento rapido dell'uso delle calcolatrici è normale nella fisica delle alte energie, come in altre branche della scienza moderna; molti laboratori si trovano così di fronte all'alternativa di dover raddoppiare ogni anno la loro capacità di calcolo elettronico o di limitare esageratamente le loro attività.
Il CERN ritiene che la capacità di calcolo della « 6600 » potrebbe soddisfare le sue necessità fino al 1969.
La grande calcolatrice elettronica che il CERN intende acquistare è destinata ad essere impiegata « a ripartizione di tempo »; ciò significa che essa potrà occuparsi simultaneamente di più lavori. Questa caratteristica diviene indispensabile soprattutto a causa dello sviluppo delle tecniche automatiche di sperimentazione nucleare dette « in serie » o a « tempo reale », nelle quali l'apparecchiatura sperimentale è connessa alla calcolatrice elettronica per fornire immediatamente i risultati. Anche un altro aspetto dell'automatizzazione degli esperimenti di fisica nucleare fondamentale assorbirà una parte della capacità della nuova calcolatrice: si tratta di dispositivi d'analisi automatici, destinati ad esaminare e misurare centinaia di migliaia di fotografie di camere a bolle o a scintille, che sostituiranno l'attuale fastidioso spoglio « manuale ».
In alcuni casi le attrezzature sperimentali comprenderanno piccole calcolatrici che prepareranno i dati sperimentali in una forma adatta alla grande calcolatrice. La grande macchina possiede una memoria rapida di 131.000 « parole » di 60 unità binarie ciascuna, con un tempo di accesso di un microsecondo; una memoria a dischi di 16 milioni di parole ed una memoria a nastri magnetici di 16 unità, in cui possono essere registrati o reperiti 240.000 caratteri al secondo. Il rendimento massimo della nuova macchina potrà essere di circa 15 volte quello della più grande delle calcolatrici attualmente in servizio al CERN. Data la sua concezione moderna, il costo per unità di calcolo della « 6600 » è tre volte più basso di quello di qualsiasi altra macchina oggi in servizio. Il prezzo della macchina è di 23 milioni di franchi svizzeri.
Una calcolatrice identica viene messa contemporaneamente in servizio nel laboratorio nucleare di Livermore (California). Infine, il fatto di disporre di questa macchina consentirà agli scienziati europei che partecipano al programma di ricerca del CERN, di acquistare un'esperienza pratica sul funzionamento della prossima generazione di calcolatrici elettroniche. (*i.s.*)

Diodo controllato epitassiale I.R. 150 A - 1300 V p.i.

A breve distanza di tempo dalla introduzione dell'SCR epitassiale da 70 A, la I.R. annuncia il thyristor da 150 A medi (225 A efficaci) con tensioni fino a 1300 V p.i.
Questa serie di controllati ha la caratteristica della valanga controllata sia nel senso diretto che inverso offrendo al progettista un fattore di sicurezza, un tempo inimmaginabile. Ne consegue una considerevole economia di spazio e di costi evitando di porre in serie diodi controllati col conseguente problema della loro accensione simultanea.
La tecnica epitassiale non è nuova nella tecnologia dei cristalli semiconduttori ma la I.R. è l'unica industria che sia riuscita ad applicarla a diodi di potenza ed a porli sul mercato.
Fra i tanti vantaggi vanno segnalati (oltre alla alta tensione ed alla caratteristica della valanga controllata) la uniformità delle caratteristiche, la bassissima corrente inversa e tempi di commutazione molto abbreviati.
La gamma dei diodi controllati I.R. spazia ora dai 3 ai 150 A e dai 50 V ai 1300 Vp.i. Sono disponibili anche su radiatori o in formazioni multiple. (*i.r.*)

dott. ing. Franco Simonini

Come si possono controllare le prestazioni di un ricevitore TV

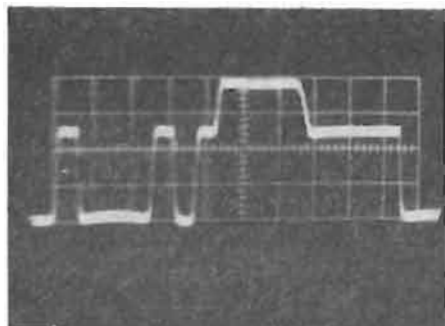



Fig. 1 - Analisi professionale delle prestazioni di un televisore con oscilloscopio e generatore di barre e sincronismi. Barre più sincronismi prelevati dall'uscita del generatore tipo Philips. Uscita relativa al video negativo. Asse tempi: velocità di 2 μsec/cm. Sui tratti orizzontali è presente la modulazione del 5,5 che non essendo a fuoco li ingrossa. (Foto effettuata su traccia rilevata con oscilloscopio mod. 545A della Tectronix).

1. - PREFAZIONE

Giorno per giorno la produzione si specializza sempre più specie nel campo elettronico.

In modo collaterale si sviluppano e si accentrano le organizzazioni di vendita e di distribuzione. Tra poco si pensa che anche da noi, stante le notevoli difficoltà in cui si dibatte l'organizzazione distributiva, si arriverà addirittura in forma massiva alla vendita per catalogo.

In queste condizioni si rende sempre più necessario nell'industria il controllo di qualità.

Il consumatore infatti tende alla qualità, non si accontenta più dei prodotti di tipo comune: la grossa compagnia distributrice quindi, mentre da un lato cerca di accaparrarsi il grosso pubblico con dei prezzi che battano ogni concorrenza, desidera anche assicurarsi una qualità che convinca la sua clientela.

Per ottenere ciò il grosso magazzino, la grossa organizzazione cooperativa, offrono al costruttore un largo mercato, ma esigono in compenso prezzi molto bassi e un capitolato ben preciso di qualità.

Per assicurarsi queste « qualità » sancite dal contratto di fornitura si ricorre in pratica ad un controllo apposito. Esso viene esercitato da tecnici specializzati assunti come consulenti dalla ditta acquirente.

Il controllo si esercita sia all'atto del progetto che viene adeguato così alle caratteristiche richieste dal mercato sia, nel corso della fornitura, con una analisi per campioni. Si scelgono infatti a caso, su di uno stock consegnato, uno o più campioni sui quali si verifica l'aderenza, come caratteristiche, del prodotto al capitolato di fornitura.

Il controllo di qualità produce tutta una serie di effetti benefici. Anzitutto il produttore deve attrezzarsi con strumenti di misura ed è spinto a migliorare decisamente la qualità riducendo i costi o mantenendoli comunque bassi. Non solo, ma il produttore è spinto ad esercitare una buona ricerca di mercato ed a scegliere i migliori produttori di parti staccate cui a sua volta impone un controllo di qualità. Si tratta in pratica di una catena di reazioni positive che scendono via via qualche volta fino all'ultimo gradino, fino al produttore della materia prima.

Purtroppo in Italia manca ancora in forma efficace, nel campo radio-T.V., il controllo di qualità più importante, quello ciè che viene esercitato dal privato sia esso l'utente o sia il radioriparatore.

Proprio allo scopo di colmare almeno in parte questa lacuna forniamo qui qualche indicazione di massima di carattere eminentemente pratico all'utente non del tutto digiuno di elettronica in modo da permettergli una valutazione ragionata delle prestazioni necessarie nel ramo T. V.

Faremo seguire poi delle considerazioni pratiche più complete per instradare il radioriparatore ad una valutazione più efficace delle prestazioni del ricevitore T. V.

Completeremo con qualche cenno alle modalità delle prove di tipo professionale condotto con strumenti di misura di qualità.

2. - COME IL PRIVATO PUÒ VERIFICARE IL BASSO FUNZIONAMENTO DEL PROPRIO T.V.

Ogni T. V. mette a disposizione dell'utente un certo numero di comandi e cioè: Volume (con interruttore di linea); Luminosità; Contrasto; Commutazione I-II canale; Sintonia fine I canale accoppiata alla commutazione di canale; Sintonia larga e fine del II canale. Qualche volta è presente e molto utile anche il comando di sincronismo di quadro.

Agendo su questi comandi ed esercitando il proprio spirito critico ogni utente Rai T.V. che non sia del tutto digiuno di elettronica può verificare il funzionamento del proprio televisore ed apprezzarne la qualità.

È necessario anzitutto che l'utente controlli la visione nel periodo in cui viene trasmesso il monoscopio e che realizzi una buona sintonia.

Questa viene effettuata ruotando lentamente il comando di sintonia fino a tanto che compaiano le linee di disturbo del suono nel video. A questo punto con un piccolo ritocco di sintonia il disturbo deve scomparire e la visione

diventare nitida, con notevole stacco dei bianchi e neri con una linea netta di separazione.
Se ciò non si verifica, se cioè si hanno delle immagini con trascinamento di bianco su nero e viceversa ciò può dipendere da due cause fondamentali:

— da imperfetta messa a punto dell'antenna ricevente. Questa capta oltre al segnale fondamentale anche un segnale riflesso che può essere in anticipo od in ritardo di fase sul precedente dando così luogo ad un'immagine spuria sovrapposta e distanziata di un poco dalla fondamentale.

— da imperfetta messa a punto del T.V. (anche da cattiva sintonia) che può dar luogo a sfasamenti nelle frequenze della banda di media frequenza ed a difetti di linearità (overshoot) proprio in corrispondenza ai bruschi passaggi dal nero al bianco e viceversa.

Il modo migliore per accertare di che causa si tratta, sta nel verificare il funzionamento del T.V. con l'antenna del vicino, sempre che il T.V. di questo ultimo vada bene; se scompaiono i disturbi alla visione è evidentemente colpa dell'antenna, se invece essi permangono, comunque si ruoti con cura la sintonia, si tratta di un difetto caratteristico del T.V.

Nel caso non si abbia a disposizione, nell'ora in cui si effettua la prova, l'immagine del monoscopio, conviene utilizzare per quanto possibile le immagini trasmesse direttamente dallo studio (giornale radio o annunci con immagine dell'annunciatrice o del commentatore).

In queste condizioni infatti il percorso dei segnali in cavo è ridotto al minimo e scarse sono le rotazioni di fase dovute ad amplificazione e disadattamento od a registrazione come si verifica invece spesso per altri programmi.

Il monoscopio comunque è senz'altro preferibile anche perchè permette di verificare il grado di amplificazione del televisore in media tramite il controllo della regolazione dei toni dal nero al bianco.

Si porterà allo scopo il comando di luminosità al valore medio e con il comando di contrasto si regolerà fino ad ottenere tutte la scala di toni prevista dal monoscopio nella striscia orizzontale disposta inferiormente al cerchio centrale.
Se non si ottiene una facile regolazione, se cioè si ha il nero solo a fine corsa del comando di contrasto e non lo si ottiene si avrà a che fare con una scarsa amplificazione e quindi, con forte probabilità, con tubi esauriti.
Un contrasto poco efficente e la presenza di disturbi nella visione possono anche significare però che l'antenna è poco efficiente o che si è guastata (interruzione di un collegamento per effetto del vento, etc. etc.). Anche qui il confronto con un'altra antenna può essere significativo.
Si ha comunque buon contrasto solo se il segnale fornito dall'antenna al T. V. è sufficientemente alto.
Per essere sicuri che ciò è possibile nella posizione in cui è disposta l'abitazione basterà dare un'occhiata al T.V. del vicino di casa.
Se questa dà luogo a dei bei neri di contrasto si potrà star sicuri che il segnale arriva bene e che è la nostra antenna a funzionare male.
Se viceversa tutti nelle vicinanze ricevono un segnale biancastro con sabbia o disturbi ciò significherà che la vostra zona è in un'area cosidetta « marginale » e che da essa non è possibile captare un segnale sufficiente a dare un buon contrasto nel T. V. In tal caso decade la validità della prova cui abbiamo accennato.
Anche il controllo della luminosità può dare utili indicazioni. La scarsa luminosità può essere dovuta:
— a debole A.A.T. (altissima tensione di alimentazione del cinescopio) per esaurimento o cattivo lavoro del tubo finale di riga o altre cause.
— ad esaurimento del cinescopio.
Il primo fenomeno è chiaramente denunciato dalla dilatazione delle figure del quadro.
I quattro cerchi laterali del monoscopio generalmente scompaiono ed è visibile e poco luminoso solo il cerchio centrale.
Ciò si verifica solo quando l'altissima tensione è scesa a limiti inaccettabili.
Può anche capitare che si abbia semplicemente un cattivo funzionamento dello stadio A.A.T. per esaurimento del tubo finale di riga o per cattivo rendimento.
In ogni caso si manifesterà una resistenza interna eccessiva nello stadio di A.A.T.
Essa è facilmente avvertibile con una semplice operazione di controllo. È infatti sufficiente ruotare dal minimo al massimo il comando della luminosità.
Il consumo di corrente da parte del cinescopio varia in questo caso da 0 a 500 μA circa.
Se la resistenza interna del generatore A.A.T. è sensibile si ha in tal caso una certa caduta di tensione e questa è avvertibile dal fatto che la figura tende ad allargarsi come dimensioni sullo schermo.
In pratica si verifica che gli elettroni rimangono meno accelerati a causa della tensione che si riduce in corrispondenza al massimo di consumo e per conseguenza restano più facilmente deviabili da parte del giogo di deflessione. Questo fenomeno tende in ogni caso a verificarsi in quanto esiste sempre una certa resistenza interna. Nei modelli più recenti viene introdotto di solito in griglia alla finale di riga una VDR, una resistenza anomala cioè, che ha il compito di correggere questa tendenza di ogni T.V. alla deformazione dell'immagine.
Se quindi la rotazione del comando di luminosità provoca una forte variazione nelle dimensioni dell'immagine si ha a che fare con un T. V. difettoso. Una lieve variazione dell'ordine al max di 1 cm può invece venir tollerata.
Tornando alla luminosità del cinescopio potremo dire che, se la resistenza interna del generatore A.A.T. è sufficientemente bassa, se cioè se al ruotare del comando di luminosità si ha scarsa deformazione di immagine e se ciononostante si ha scarsa luminosità di visione è molto probabile che si abbia a che fare con un tubo o difettoso od esaurito. Quest'ultima condizione è accompagnata di solito da una generale sfocatura del quadro.
Si tenga presente comunque che un normale cinescopio di buona costruzione dura di solito 5 anni con una visione media di 3 ore al giorno. Esso permette cioè da 5 a 6000 ore di lavoro.
Si hanno però delle differenze abbastanza sensibili da un tubo all'altro.
Ciò è generalmente dovuto alle perdite di vuoto che sono prevalentemente la causa del deteriorarsi del catodo emittente il pennello di elettroni.
Gli ioni, che si formano nell'interno del cinescopio per effetto della presenza di tracce di gas, sono di polarità positiva e vengono attratti dal catodo a polarità negativa. Questi ioni di massa rilevante piombano quindi sugli ossidi di Bario e terre rare che rivestono il catodo e li distruggono riducendo notevolmente la capacità di emissione del cinescopio.
Data la relativamente ridotta corrente richiesta per il pennello di analisi del cinescopio (1-2 milliampere) l'effetto di questo bombardamento ionico è meno sensibile che non nei normali tubi elettronici.
Generalmente i difetti di costruzione si fanno sentire nei primi mesi di vita del televisore ed è proprio in questo periodo che conviene tenerlo d'occhio per far valere le clausole di garanzia.
Un'attenzione particolare specie per l'importanza che riveste, per la qualità della visione nel funzionamento del T.V. va data alla linearità nella geometria dell'immagine.
Non basta infatti che un televisore sia dotato di buona luminosità, d'immagine stabile, di contrasto morbido ed efficace. Occorre anche che la riproduzio-

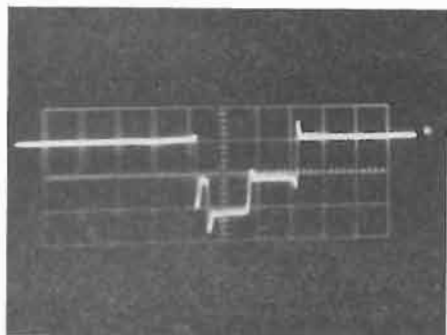



Fig. 2 - Impulsi di sincronismo prelevati dal diodo del TV. All'ingresso RF dal generatore di barre tipo Philips tensione picco picco circa 1,2 V. Sono presenti notevoli overshoot. (Foto effettuata su traccia rilevata con oscilloscopio mod. 545A della Tectronix).

Fig. 3 - Impulsi di sincronismo prelevati dal catodo del cinescopio. All'ingresso RF dal generatore di barre tipo Philips tensione picco picco circa 50 V. Sono presenti notevoli overshoot ed anche una certa rotazione di fase per i bassi. (Foto effettuata su traccia rilevata con oscilloscopio mod. 545A della Tectronix).

ne sia corretta e rispetti la geometria delle figure.

Per eseguire un buon controllo è indispensabile accendere il T. V. fuori programma negli orari, indicati dai bollettini, in cui si ha trasmissione del monoscopio.

La linearità, la corretta geometria dell'immagine dipende in larga misura dal funzionamento del giogo di deflessione. In pratica si realizza un compromesso tra linearità di immagine, sensibilità e fuoco.

Il reticolo a scacchi bianchi del monoscopio ed i cinque cerchi che in esso sono contenuti permettono di giudicare con un solo colpo d'occhio la capacità di riproduzione del televisore. Essa dipende in buona misura dall'accuratezza della messa a punto subita dal T. V. e dei ritocchi del collaudo.

È abbastanza facile mettere a punto la parte centrale del quadro: i bordi invece facilmente risultano sfuocati o deformati.

Qualche volta capita che l'immagine debordi sensibilmente dal quadro. La cosa avviene con facilità nei televisori con gli schermi minori, da 19 o 14 pollici, che vengono realizzati per unificazione di produzione, quasi sempre con i telai impiegati per i 23 pollici.

Si tratta di un difetto evidente, che rende difficile la comprensione dei titoli e riduce in ogni caso la visione.

In generale con una buona messa a punto è la riga che deborda e ciò perchè il rapporto di quadro (altezza-larghezza) con cui sono realizzati i nostri cinescopi è di derivazione americana; essa infatti comporta una riga più stretta di quanto non sia previsto nello Standard Europeo.

Può darsi anche che il quadro abbia una scansione insufficiente e lasci qualche centimetro di nero. Può trattarsi in questo caso di un difetto di messa a punto, come pure di una forte riduzione di emissione (facile nelle prime ore di funzionamento) della valvola finale di quadro.

In tutti questi casi conviene richiedere l'intervento del tecnico di manutenzione che per tutto il periodo di garanzia è tenuto a correggere questi difetti.

La geometria di immagine è importante, ma ha grande importanza anche la nettezza della visione. Per una buona profondità di campo i contorni debbono infatti risultare ben netti. Lo stacco dal bianco al nero e viceversa ha grande importanza perchè dà incisività alla figura e contribuisce sensibilmente a dare l'illusione della profondità della visione.

Basterà osservare lo stacco degli scacchi bianchi dai neri o ad esempio lo spicco del fazzoletto bianco nella giacca nera dell'annunciatore, per farsi una idea della bontà della riproduzione.

Naturalmente occorre accertarsi che non sia l'impianto di antenna a dare doppie immagini sfasate nel tempo.

Si procederà come già detto all'inizio dell'articolo confrontando i risultati quando si alimenti il T.V. con l'antenna del vicino. L'incertezza di contorno è dovuta generalmente alla presenza di « overshoot » cioè a oscillazioni spurie che si generano per lo più o nel circuito di media frequenza od in quello dell'amplificatore video.

Le illustrazioni a corredo di quest'articolo documentano il fenomeno.

L'utente infine ha modo di controllare con facilità il comportamento del T.V. quanto a suono.

Una volta effettuata la sintonia e ruotato il comando di volume al minimo non si dovrà avvertire ronzio di fondo dal punto dal quale si guarda il quadro (3 metri circa dal T. V.).

Ruotando invece il potenziometro del volume al massimo in assenza di suono si dovrà invece avvertire solo un debole fruscio.

Qualsiasi ronzio è indice di imperfetta messa a punto del televisore e deve al solito richiedere in periodo di garanzia l'intervento del tecnico. Prima di fare chiamate inutili conviene però controllare che non sia la sintonia male eseguita a dar luogo a ronzii di fondo.

Il suono di un T. V. può essere notevolmente fedele in quanto viene trasmesso a mezzo di modulazione di frequenza.

Occorre però che la bassa frequenza del televisore dia buoni risultati quanto a fedeltà di riproduzione e cioè: il suono deve avere intensità sufficiente a servire bene qualsiasi punto della sala ove si ricevono i programmi, deve dare una buona riproduzione ai toni bassi ai medi ed a quelli alti ma non troppo, diversamente la parola resta riprodotta con rimbombo delle note basse e accentuazione di tutte le sibilanti.

Si deve avere insomma un compromesso. È preferibile comunque che il T. V. sia munito di un altoparlante disposto frontalmente. Ciò infatti migliora la riproduzione dei toni acuti ed aumenta la comprensibilità del parlato.

Il suono dovrà risultare netto e chiaro; esente cioè da « distorsione » cioè da alterazione dei toni dovuta a sovraccarico dello stadio finale di potenza. Ciò lo si può facilmente controllare ascoltando della musica meglio se di genere ben conosciuto all'ascoltatore con volume quasi al massimo.

Durante l'emissione del monoscopio si ha un segnale di bassa frequenza a 800 Hz che potrà servire solo ai tecnici cui dedichiamo la seconda parte di quest'articolo.

All'atto di spegnere il T. V. il privato potrà effettuare l'ultimo controllo.

Interrotto infatti il collegamento con la rete, la luminosità del quadro del T. V. deve progressivamente ridursi con le dimensioni del quadro fino a scomparire.

Ciò deve accadere nel giro di un secondo. Diversamente si forma di solito un punto luminoso che a lungo andare

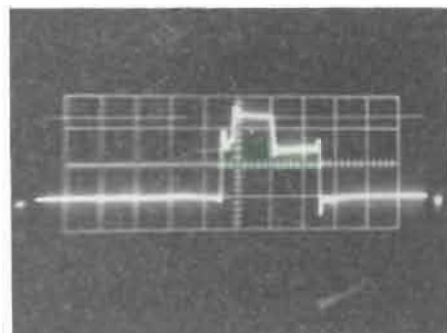
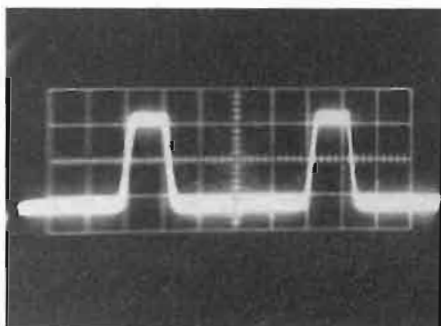



Fig. 4 - Barre prelevate come segnale dal generatore tipo Philips. È questo segnale che entrando in alta frequenza nel TV dal circuito di antenna ha provocato le barre della fig. 5. Il segnale è stato prelevato dall'uscita relativa al video negativo. L'asse tempi aveva una velocità di 2 μsec/cm. Tensione picco picco di circa 2 V. Sui tratti orizzontali è presente la modulazione del 5,5 che non essendo a fuoco li ingrossa. (Foto effettuata su traccia rilevata con oscilloscopio mod. 545A della Tectronix).

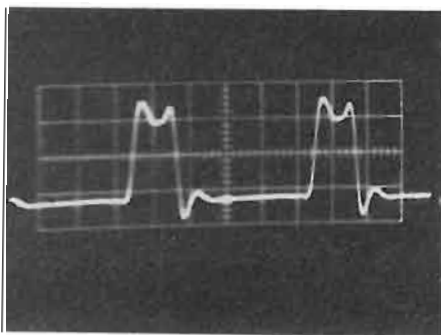



Fig. 5 - Barre verticali prelevate come segnale dal catodo del cinescopio. La sintonia del TV è stata curata in modo da far comparire prima qualche traccia del suono e poi regolando per la scomparsa di ogni disturbo di questo tipo dal video. In queste condizioni la visione delle barre nel cinescopio avveniva con la presenza di un notevole bordo laterale spurio dovuto al fortissimo overshoot di discesa della barra. (Foto effettuata su traccia rilevata con oscilloscopio mod. 545A della Tectronix).

potrebbe danneggiare il fosforo del tubo, creando al centro del cinescopio una specie di « macchia » (dovuta alla minore luminosità) che disturba sensibilmente la visione.

Concludendo, con i consigli e le indicazioni che qui abbiamo fornito, il privato è ora in grado di farsi un'idea della bontà del funzionamento del suo televisore.

L'esercizio del proprio spirito critico potrà dare senza dubbio delle buone soddisfazioni anche in questo campo.

Per i casi particolari, per tutti quei sintomi strani che non rientrassero nella casistica qui riportata siamo a disposizione del lettore tramite la redazione della rivista.

3. - I CONTROLLI CHE IL RADIOTECNICO PUÒ ESEGUIRE.

Ciò che abbiamo raccomandato come controllo iniziale per il televisore vale naturalmente anche per il radioriparatore. Certo quest'ultimo dotato di qualche strumento e più preparato può eseguire un controllo molto più accurato ed efficace.

Al radiotecnico comunque conviene prima di ogni altra cosa controllare lo schema e le prestazioni nominali dichiarate dal fabbricante per il TV in esame.

È in base a questi elementi infatti che conviene impostare il lavoro di controllo.

Al radiotecnico interessano poi anche i dettagli costruttivi. Il televisore più gradito è senz'altro quello a telaio verticale ribaltabile e se possibile intercambiabile.

La ribalabilità del telaio verticale interessa per la facilità di esecuzione delle eventuali riparazioni.

Il telaio facilmente intercambiabile (perchè connesso solo con spine al resto del TV e fissato con viti svitabili a mano) permette poi un servizio di grande importanza e cioè la sostituzione immediata del telaio guasto.

Il radioriparatore può così con calma nel suo laboratorio controllare il funzionamento del telaio e reperire il guasto mentre l'utente non perde nel frattempo la visione dei programmi.

Questo tipo di assistenza è l'ideale e si verifica di solito quando il radioriparatore ha un contratto di assistenza con una Ditta produttrice di TV di questo tipo e viene quindi sistematicamente munito del telaio intercambiabile di riserva.

Vediamo ora l'esecuzione dei controlli.

Il controllo dello stadio finale di riga e di AAT il radiotecnico lo può eseguire con una certa facilità e precisione impiegando il voltmetro e valvole con puntale per AAT.

Quando si ruota il comando di luminosità la corrente del cinescopio sale dallo zero fino a 500 μA max. La normale illuminazione comporta invece un consumo di 250-350 μA.

La caduta di tensione massima con un consumo di 500 μA (potenziometro di luminosità al massimo non dovrebbe superare i 2000 V. La resistenza interna quindi non dovrebbe cioè superare i 3 ÷ 5 Mohm.

Le autoregolazioni (VDR nello stadio di riga) dovrebbero poter contenere almeno in questo limite le fluttuazioni di AAT ed i loro dannosi effetti sulla stabilità della geometria di immagine.

Un'occhiata al monoscopio è comunque sufficiente al radiotecnico per verificare le condizioni di riproduzione del TV. Generalmente egli è munito di una buona antenna ben puntata ed esente da captazioni spurie.

Qualsiasi sfumata di bianco su nero e viceversa viene così prontamente riconosciuta come difetto dello stadio di media o dell'amplificatore video.

A questo riguardo può essere utile (commutando fuori banda il TV) il controllo ottico del « Noise » generato dai disturbi distribuiti nello spettro delle VHF o UHF.

Se il « Noise » (seguenza di punti bianchi dovuti ad assenza di segnale e neri dovuti a disturbi) è realizzato da tutta una serie di puntolini bianchi e neri di tipo granulare a spigoli arrotondati, ciò significa che la media e l'amplificatore video sono ben regolati e non tendono all'innesco per le frequenze più elevate; si ha cioè una netta separazione della visione dei bianchi dai neri.

Occorre però che le frequenze più elevate della banda video siano ben riprodotte e ciò lo si può controllare anche solo con il monoscopio verificando sull'apposita scala la riproduzione più o meno netta delle linee convergenti bianche e nere che sono disposte verticalmente nella parte centrale e inferiore del grosso cerchio del monoscopio.

Una volta che si sia realizzata una corretta sintonia, deve essere possibile distinguere le linee fino ad una tacea che corrisponda almeno ai 4,5 MHz.

Controllate così le possibilità di riproduzione del dettaglio il Radioriparatore passerà al controllo della linearità e del proporzionamento di immagine.

Uno strumento utilissimo in questi casi è il generatore di barre. Esso anzitutto permette di effettuare il lavoro di controllo in qualsiasi momento della giornata anche quando non è disponibile il monoscopio; non solo ma permette il controllo di tutti i canali di ricezione in VHF e UHF di cui è dotato il televisore.

Il generatore di barre è così denominato in quanto permette l'emissione di un segnale sia in banda VHF che UHE che provoca a piacere:

— la formazione sullo schermo TV di un susseguirsi di barre verticali alternativamente bianche e nere e di larghezza regolabile;

— o la formazione di analoghe barre bianche e nere orizzontali esse pure regolabili in larghezza;

— o la formazione di un reticolo a scacchi bianchi e neri di dimensioni va-

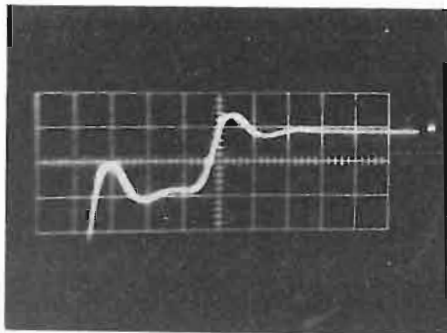



Fig. 6 - Analisi dei tempi di salita. Fronte sinistro di salita espanso dell'impulso, di sincronismo di cui alla foto n. 3 con velocità di asse tempi di 0,4 μsec/cm.
Il tempo di salita che è di circa 0,2 μsec viene raggiunto solo per l'effetto del forte overshoot. (Foto effettuata su traccia rilevata con oscilloscopio mod. 545A della Tectronix).

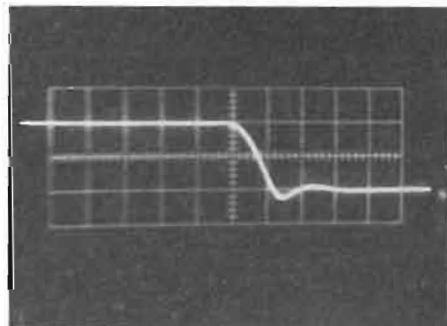



Fig. 7 - Analisi dei tempi di discesa. Fronte destro di discesa espanso dell'impulso di sincronismo di cui alla foto n. 3 con velocità di asse tempi di 0,4 μsec/cm.
Il tempo di discesa è valutabile in circa 0,5 μsec e denuncia una scarsa informazione per le frequenze elevate. (Foto effettuata su traccia rilevata con oscilloscopio mod. 545A della Tectronix).

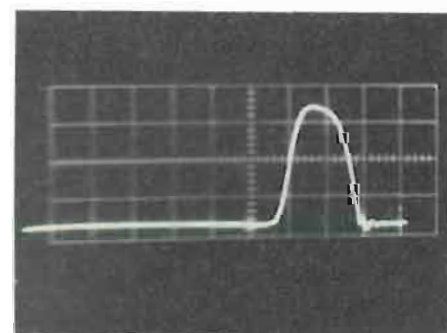



Fig. 8 - Forma d'onda impulsiva ai capi del gioco di deflessione del TV per un segnale prelevato tra massa e il filo coperto con isolante giallo. Si nota un discreto accordo di terra armonica. Le oscillazioni al termine dell'impulso non danno luogo a difetti di visione dato che gli estremi della riga escono sensibilmente dai margini del cinescopio. (Foto eseguita su traccia rilevata con oscilloscopio mod. 545A della Tectronix).

riabili sia in altezza che in larghezza;
— o la formazione di un reticolo a scacchi di dimensione normalizzata e ben conosciuta come valore nominale.
Il segnale emesso inoltre può variare come livello a piacere per effetto di un apposito comando che permette di regolare i μV ai capi dei terminali di collegamento a 75 o 300 Ω del cavo schermato di collegamento.
Generalmente questo comando di livello non è tarato, se non grossolanamente, come livello di uscita; comunque in prima approssimazione è possibile rilevare i μV di lavoro per ogni posizione del Comando con un normale misuratore di campo.
Il generatore di barre quindi non permette solo il controllo della geometria di immagine ma anche quello della sensibilità del televisore e della difesa che esso presenta contro il « Noise » in corrispondenza dei 500 μV di minimo segnale.
Interessante sarà anche controllare il livello del CAS (controllo automatico di sensibilità) e verificare per quale livello di segnale ingresso comincia ad intervenire (deve iniziare ad avere efficacia per i 300 ÷ 600 μV).
I generatori di barre già completi inoltre possiedono dei sincronismi generati a parte internamente, con possibilità di sganciamento del segnale da questi ultimi.
Agendo su questo comando di sganciamento è così possibile controllare l'effetto del residuo alternato, sempre presente in misura maggiore o minore nell'alimentazione del Televisore, ed indirettamente anche la bontà dei controlli di sincronismo. Il residuo alternato a 50 Hz tende infatti a sostituirsi al sincronismo inviato col programma e battendo con i 50 Hz di quadro a dar luogo ad una ondulazione nelle figure che è tanto più marcata quanto più elevata è la differenza di frequenza tra la rete locale del TV e quella del trasmettitore.
Il radiotecnico d'altra parte controllato così il sincronismo di quadro potrà verificare anche il funzionamento di quello di riga regolando normalmente il comando relativo che viene di solito disposto sul retro del televisore.
La regolazione del cursore del potenziometro non deve dar luogo in pratica a perdita di sincronismo ma solo a spostamento laterale del quadro.
Solo agli estremi del cursore sarà tollerato che i sincronismi « scappino » via.
Questo criterio di giudizio però non è valido in senso assoluto in quanto esistono circuiti stabilizzati speciali che sono realizzati in modo particolare.
Una delle piaghe della nostra penisola è la disuniformità delle tensioni di alimentazione di relé c.a. (per fortuna in via di unificazione) ed un'altra piaga è costituita dagli incredibili sbalzi di tensione che si realizzano in pratica. Non parliamo della terza piaga e cioè delle interruzioni di erogazione in quanto il Televisore è da considerarsi un elemento in pratica non professionale.
Occorre quindi controllare il comportamento del televisore agli sbalzi di tensione.
Oggi si tende al TV privo di trasformazione di alimentazione con tensione di alimentazione unica a 220 V c.a., ed al tipo autostabilizzato e cioè:
— con termistore sulla alimentazione dei filamenti dei tubi che di solito sono alimentati in serie;
— con elemento non lineare VDR nello stadio finale di quadro;
— con elemento VDR nello stadio finale di riga (ne abbiamo già parlato come elemento stabilizzante anche la AAT);
— con un varistore inserito nel circuito del giogo. Esso deve mantenere costante il quadro come ampiezza verticale nel periodo di tempo iniziale in cui gli elementi del TV (e fra questi il giogo di deflessione) si stabilizzano come temperatura di regime.
Munito di questi elementi di stabilizzazione il Televisore può fare a meno dello stabilizzatore di tensione (che può essere fonte di molti guai) per scarti di tensione del ± 15 ÷ 20 %. Occorre quindi controllare se ciò è vero alimentando il TV sotto controllo con un VARIAC e verificandone il buon comportamento per vari regimi di alimentazione.
Se il televisore è munito di stabilizzatore a ferro saturo il controllo dovrà comprendere anche un esame del comportamento del TV ai bruschi sbalzi di tensione per i quali purtroppo resta spesso indifeso nonostante la presenza dello stabilizzatore suddetto.
Caratteristica del televisore moderno del mercato italiano è inoltre quello di permettere la rapida commutazione dal 1° al 2° canale TV.
Ciò permette un controllo indiretto del CAS. Se infatti con la commutazione da un canale all'altro la scena non cambia sensibilmente di luminosità ciò vorrà dire che il CAS ha buona efficacia.
Resta da dire qualche elemento sul controllo della bassa frequenza del televisore.
Se il radiotecnico dispone di un misuratore di potenza di uscita potrà verificare il massimo livello di potenza con gli 800 Hz che vengono trasmessi via FM con il Monoscopio.
Naturalmente il potenziometro di volume dovrà venir regolato sul massimo.
L'adattamento di impedenza dovrà venir ottenuto misurando in resistenza della bobina dell'altoparlante in c.c. e moltiplicandola per 1,2 (per tener conto dell'induttanza); si regolerà infine sul valore di impedenze così individuato la manopola del misuratore di potenza.
Occorre naturalmente controllare il valore medio di potenza di uscita con trasmissione di programma. È in questo caso infatti che di solito si manifesta una certa insufficienza di potenza specie per ambienti un po' più grandi (oltre i 20 mq di superficie) del normale.
La potenza di bassa frequenza infatti

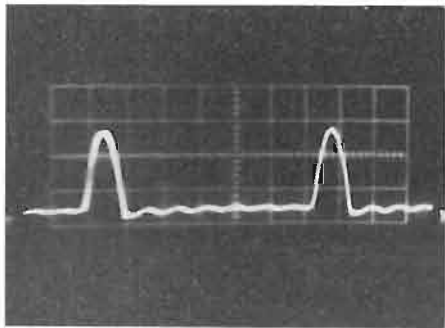



Fig. 9 - Forma d'onda dell'impulso di AAT ottenuto accostando la sonda dell'oscilloscopio al gruppo AAT. È evidente l'effetto dell'accordo di terza armonica. (Foto effettuata su traccia rilevata con oscilloscopio mod. 545A della Tectronix).

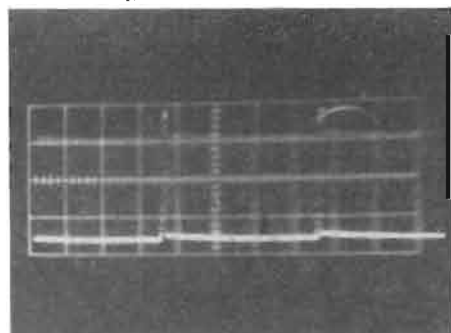



Fig. 10 - Analisi del blanking del TV: segnale prelevato dalla griglia del cinescopio. Andamento piatto, regolare con solo una lieve disuniformità di livello tra l'inizio e la fine della linea. (Foto effettuata su traccia rilevata con oscilloscopio mod. 545A della Tectronix).

viene ricavata dalla stessa alimentazione anodica, realizzata con un unico diodo al silicio, che serve pure lo stadio finale di riga e di quadro.

A meno di non disaccoppiare molto bene i relativi circuiti è infatti possibile che un brusco richiamo di potenza a bassa frequenza dia luogo a dei disturbi negli altri stadi. Ecco perchè i costruttori lesinano la potenza di bassa frequenza.

Due vie sono comunque a disposizione per migliorare le condizioni di risposta della bassa frequenza; o si aumenta la tensione di griglia schermo del tubo finale o si aumenta di qualche grammo il peso del magnete dell'altoparlante.

È bene comunque eseguire anche qualche controllo di distorsione totale per verificare le condizioni di lavoro dello stadio finale. Ed il rumore di fondo non è da trascurare. Più che una misura con il millivoltmetro qui converrà verificare che veramente non si abbia disturbo apprezzabile nè dal residuo alternato di alimentazione nè della frequenza di quadro.

Resta poi da verificare il comportamento del TV. Con segnale al limite cioè con 500 ÷ 600 μV. Capita che alcuni televisori siano affetti da basso « Noise » o da un « Noise » che rende gradevole la figura; altri invece decisamente danno luogo a cattiva visione. È in questi casi che il televisore ben costruito si qualifica veramente come migliore.

4. - I CONTROLLI DI CAPITOLATO SUL TELEVISORE.

Si tratta di controlli di qualità che vengono eseguiti con strumentazione di alto livello da tecnici qualificati; a questi controlli si fa seguire di norma una congrua documentazione fotografica.

Si tratta generalmente di controlli di capitolato di fornitura o di esami da parte di periti cui le Ditte rispettivamente venditrice ed acquirente ricorrono in caso di contestazione.

L'analisi del comportamento viene anche qui condotta dopo uno studio approfondito dei dettagli di schema del televisore e delle condizioni nominali di funzionamento denunciate dalla ditta costruttrice. Si parte anche qui da una analisi del tipo di quello fin qui descritto e consigliata al radiotecnico. Reperiti i difetti si procede alla individuazione delle causali che possono essere le più svariate e cioè ad esempio:

— insufficiente messa a punto;
— cattiva scelta di tubi o cattive condizioni di lavoro degli stessi;
— difettoso funzionamento dei circuiti di media frequenza o amplificatore video;
— rumore da parte dei gruppi di alta frequenza;
— cattivo funzionamento dei sincronismi;
— la stabilizzazione insufficiente sia dal punto di vista tecnico che di alimentazione;
— componenti difettosi o scelti male, e così via.

In questo caso l'analisi documentata si rivela utilissima perchè comporta da parte del costruttore un riesame delle condizioni di progetto e l'eliminazione dei difetti riscontrati o la scelta di nuovi componenti più adatti.

Si tratta comunque di indagini da condurre con la massima serietà e delicatezza ma soprattutto con una strumentazione di grande qualità e tale da imporsi per serietà ed efficienza sui tecnici di cui si controlli il lavoro.

I rilievi tecnici vanno corredati ovviamente con adatta documentazione in modo da evitare difetti di interpretazione della relazione di controllo e la relativa contestazione.

In queste condizioni è molto difficile tracciare una direttiva ben precisa per l'analisi di un televisore.

Tra l'altro la valutazione deve venir raffrontata anche al mercato cui il televisore è destinato.

Abbiamo riportato a corredo dell'articolo tutta una serie di foto di documentazione eseguite su traccie ottenute con un oscilloscopio di grande qualità.

Da questo controllo è emerso ad esempio a suo tempo che solo una imperfetta messa a punto era la causa del difettoso funzionamento del Televisore esaminato.

Va comunque osservato che chiunque sia dotato di un minimo di cognizioni tecniche e di spirito di osservazione oltre che dell'utensile più efficiente cioè il ragionamento, può sempre condurre un'analisi valida e discretamente approfondita arrivando a delle conclusioni di buona validità a prescindere dalla dovizia di messi a sua disposizione.

Qualcuno si chiederà infine come siano state ottenute le fotografie qui riprodotte. Sono state realizzata con una rolleiflex T e con una strumentazione poco costosa. Nei prossimi numeri della rivista mi riserverò di introdurre i lettori a questa tecnica fotografica che diviene ogni giorno più interessante ed utile. *A*

Elaboratori elettronici impiegati dagli Stati Uniti per le operazioni di esercitazione militare « Desert Strike »

Durante le manovre denominate « Desert Strike », nell'area California-Arizona-Nevada, sono stati per la prima volta portati sul terreno delle operazioni militari elaboratori elettronici Univac 1004 montati su appositi carri dell'Esercito degli Stati Uniti.

Con questi elaboratori si è provveduto ad evadere senza alcun inconveniente, tutte le richieste di materiali e munizioni per le forze in campo, le quali ammontavano complessivamente a 100.000 uomini tra unità terrestri ed aeronautica.

Mediante gli Univac 1004, le richieste trasmesse dai reparti in campo al comando potevano venir esaudite presso i depositi locali delle forze armate entro termini brevissimi.

Ognuno dei due schieramenti che si fronteggiavano disponeva di un sistema Univac 1004, mentre un terzo 1004 era usato dalla cosiddetta « forza neutrale », che seguiva l'andamento delle operazioni ed interveniva quando il comando lo riteneva opportuno. (*i.s.*)

dott. ing. Giuseppe Baldan

Generatore sinusoidale a transistori da 10 Hz a 1 MHz*

I GENERATORI sinusoidali fanno parte dell'equipaggiamento fondamentale di molti laboratori ed industrie. Essi sono fra l'altro necessari per le prove su filtri, amplificatori e impianti elettroacustici. Fra i vari circuiti, mediante i quali è possibile generare delle onde sinusoidali, i generatori a RC offrono dei notevoli vantaggi. Essi posseggono infatti, nonostante la semplicità del circuito, una notevole costanza della frequenza e dell'ampiezza, possono essere costruiti per una gamma di frequenza molto ampia e hanno una bassa distorsione.

Delle buone prestazioni sono offerte in particolare dai circuiti che impiegano come elemento per la variazione della frequenza un ponte di Wien-Robinson. Il principio di funzionamento di un tale generatore è illustrato nella fig. 1. Il ponte è costituito da un ramo complesso con gli elementi R_1 C_1 ed R_2 C_2 e da un ramo reale con le resistenze ohmiche R_3 ed R_4.

Il rapporto fra la tensione che si presenta ai capi dell'elemento RC in parallelo (V_m) e la tensione di alimentazione del ponte (V_b) è uguale a:

$$A = \frac{V_m}{V_b} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j\left(\omega R_1 C_1 - \frac{1}{\omega R_2 C_2}\right)} \quad (1)$$

Per la frequenza:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2)$$

sparisce la parte immaginaria, cioè V_m è in fase con V_b

Normalmente i valori delle resistenze e delle capacità vengono scelti in modo che $R_1 = R_2 = R$ e $C_1 = C_2 = C$. Si ha allora:

$$A = \frac{1}{3} \quad (3) \quad \text{ed} \quad \omega = \frac{1}{R_c} \quad (4)$$

Il rapporto delle tensioni del ramo ohmico è uguale a:

$$B = \frac{V_g}{V_b} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

Alla diagonale di misura del ponte viene collegata l'entrata di un amplificatore, la cui tensione di uscita, ritardata di fase di 360° rispetto a V_e, alimenta il ponte sull'altra diagonale. La tensione V_m che arriva all'entrata del ponte attraverso il ramo complesso agisce perciò come reazione diretta, invece la tensione V_g prelevata ai capi di R_4 agisce come controreazione. Se si regola il ponte in modo che la reazione diretta abbia il sopravvento ($A > B$) il circuito oscilla con una frequenza che dipende dai valori delle resistenze e capacità del ponte secondo la relazione (4).

Per ottenere la variazione della frequenza si possono variare sia le capacità C sia le resistenze R.

Nei circuiti a tubi che hanno una alta impedenza in entrata si impiegano, per ottenere una variazione continua della frequenza, quasi esclusivamente dei condensatori variabili doppi, che possono essere costruiti con delle tolleranze abbastanza strette. La relativamente bassa capacità dei condensatori commerciali (circa 500 pF) rende necessario l'uso, alle basse frequenze, di elevati valori della resistenza (per es. 32 MΩ per $f = 10$ Hz) nel ramo complesso del ponte. Ciò rende a sua volta indispensabile una alta impedenza in entrata dell'amplificatore (R_e), perchè, a causa di questa impedenza, finora trascurata, la frequenza di oscillazione non assume il valore dato dalla (4), ma il valore seguente:

$$\omega = \frac{1}{R_c}\sqrt{1 + \frac{R}{R_e} \times \frac{V_e}{V_m}}$$

Il rapporto fra le tensioni del ramo complesso diventa a sua volta:

$$A = \frac{1}{3 + \frac{R}{R_e} \times \frac{V_e}{V_m}} \quad (7)$$

Se per esempio si considera una amplificazione totale $V_b/V_e = 100$ si ha che $V_e/V_m = 0{,}03$ circa. Allora, se si desidera che le variazioni di frequenza siano inferiori allo 0,5%, ne deriva che la resistenza in entrata R_e deve essere maggiore di 0,3 R.

Per ottenere basso consumo di potenza, peso ridotto, piccole dimensioni, rapidità di entrata in funzione è conveniente equipaggiare l'amplificatore con transistori. In tal modo diventa però oneroso aumentare l'impedenza in entrata o l'amplificazione di tanto quanto basta per permettere una sintonizzazione capacitiva anche alle basse frequenze. In tal caso si preferisce variare le resistenze R. Poichè esse devono variare solo di alcuni kΩ la frequenza inferiore della banda può essere scelta più bassa di quanto non si possa fare nel caso della sintonizzazione a condensatore. Inoltre con le resistenze variabili è possibile variare con continuità la frequenza in gamme più ampie di quanto non si possa fare con la sintonizzazione a capacità, nella quale si può ottenere un rapporto delle frequenze estreme di appena 1 : 10.

La sintonizzazione a resistenze variabili è quindi senz'altro da preferire in via teorica, praticamente però non era mai stata impiegata, perchè sono ancor troppo costosi i potenziometri doppi, sufficientemente precisi e con andamento logaritmico, necessari per ottenere una scala lineare per la frequenza. Se però si accetta una scala non lineare, con una precisione di qualche percento o tarata per ogni singolo strumento, si possono usare anche potenziometri con scala lineare e tolleranze maggiori. Se le due capacità sono uguali e le due resistenze differiscono per il fattore $a = R_1/R_2$ la frequenza di oscillazione è uguale a:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{a}\, R_2 C} = \frac{\sqrt{a}}{R_1 C} \quad (8)$$

e il rapporto delle tensioni nel ramo complesso è uguale a:

$$A = \frac{1}{2 + a} \quad (9)$$

Delle tolleranze delle resistenze di $\pm$ 10%, che comportano una differenza massima di 20% fra R_1 e R_2, danno perciò luogo ad una variazione massima della frequenza di $\pm$ 5%. La variazione della tensione di reazione diretta V_m, pari al $\pm$ 3,5%, deve essere compensata con una regolazione automatica della tensione. Ciò si può ottenere in modo molto semplice sostituendo a R_3 un termistore oppure a R_4 un frigostore. Con ciò, quando la tensione V_b cresce a causa della maggiore reazione, la

(*) Rielaborata da Transistorbestuckter Sinusgenerator fur den Frequenzbereich 10 Hz bis 1 MHz, *Funkschau*, settembre 1963, 18, pag. 505.

tensione di controreazione V_g cresce più che proporzionalmente. La tensione V_e decresce e anche V_b risulta regolata. I termistori ed i frigostori hanno delle capacità di regolazione ugualmente buone, i termistori hanno però lo svantaggio che la loro resistenza dipende oltre che dalla corrente che li attraversa anche dalla temperatura ambiente. Se come frigostori si usano delle lampade ad incandescenza, questo effetto viene reso trascurabile dalla relativamente alta temperatura del filamento.

L'amplificatore deve provocare un ritardo di fase di 360°, se si desidera che sia soddisfatta la condizione di reazione diretta per $\omega = 1/R\,C$; sono quindi necessari per lo meno due transistori. Con due soli transistori si può però pretendere poco per quanto riguarda la costanza dell'ampiezza ed il fattore di distorsione. I vantaggi portati da un terzo transistore sono così notevoli che il suo impiego è quasi sempre giustificato. Con la maggiore amplificazione che si ottiene si può aumentare la

Fig. 1 - Schema di principio di un generatore a ponte di Wien-Robinson.

ma in funzione del valore istantaneo. Ciò porta naturalmente a delle notevoli distorsioni della tensione generata.

In base a tali considerazioni si arrivò a sviluppare il circuito illustrato nella fig. 2. L'amplificatore è equipaggiato con tre transistori piatti BSY 20 della INTERMETALL aventi bassa corrente residua, alta frequenza limite e lunga durata. I due primi stadi sono collegati con emettitore comune e danno quindi una alta amplificazione di tensione ed il richiesto ritardo di fase di 360°. Il terzo transistore lavora come stadio di potenza in un circuito SPLIT-LOAD (carico diviso), cioè la potenza in uscita viene derivata sia dall'emettitore sia dal collettore. La tensione dell'emettitore ha la stessa fase di quella della base e serve per l'alimentazione del ponte di Wien-Robinson. La parte di resistenza lato emettitore del potenziometro da 100 Ω, che serve per la regolazione della controreazione, rappresenta la resistenza R_3 del ramo ohmico. La lampada ad incandescenza, accoppiata con un condensatore da 2500 μF, rappresenta la resistenza R_4 del ponte.

La tensione di uscita del generatore viene prelevata dal potenziometro da 200 Ω, inserito nel ramo di collettore del transistore di uscita. La tensione di alimentazione del ponte e la tensione in uscita sono quindi quasi completamente disaccoppiate. In tal modo il carico non può influenzare nè il fattore di distorsione nè l'efficacia della regolazione automatica dell'ampiezza.

Però il generatore non oscilla quando l'uscita è cortocircuitata.

I tre transistori sono accoppiati galvanicamente per evitare degli spostamenti di fase aggiuntivi con i condensatori di accoppiamento. I punti di lavoro sono stabilizzati mediante delle forti controreazioni in corrente continua. A tale scopo serve oltre alla resistenza di emettitore di ciascun stadio anche il collegamento galvanico fra la base del primo transistore e l'emettitore del secondo. Le resistenze di emettitore non shuntate da condensatori forniscono una reazione anche in corrente alternata. La controreazione in corrente alternata più importante è però quella che va dall'emettitore del terzo transistore all'emettitore del primo, attraverso il ramo ohmico del ponte di Wien-Robinson. Attraverso la lampada (OSRAM 3709), impiegata come riferimento per la regolazione automatica dell'ampiezza, passa una corrente media di controreazione di 13 mA; la lampada funziona quindi poco al di sotto del punto di incandescenza, cioè nel tratto più ripido della caratteristica corrente-resistenza.

La frequenza del generatore può venire variata in 5 bande decadiche per mezzo dei condensatori commutabili inseriti nel ramo complesso. La variazione continua all'interno di ogni campo si ottiene con i due potenziometri accoppiati da 10 kΩ. In serie a tali potenziometri si sono inserite due resistenze da 900 Ω in modo da ottenere

(il testo segue a pag. 568)

controreazione del ramo ohmico e quindi diminuire la distorsione. L'alta amplificazione consente inoltre di ottenere una migliore stabilizzazione dell'ampiezza e permettere delle tolleranze maggiori per i potenziometri di sintonizzazione.

È molto importante che l'amplificatore non abbia mai un ritardo di fase diverso da 360° in tutto il campo di frequenza ricoperto. A tal fine si devono impiegare dei condensatori di accoppiamento relativamente grandi e dei transistori con alta frequenza di taglio. La minima frequenza può essere scelta molto in basso, perchè gli stadi sono accoppiati galvanicamente e non con condensatori. Rimane allora da curare che gli spostamenti del punto di lavoro dei transistori, dovuti alle variazioni di temperatura, vengano compensati con un opportuno dimensionamento del circuito.

Oltre a ciò è conveniente impiegare dei transistori al silicio con bassa corrente residua. Allora la frequenza limite inferiore viene determinata quasi unicamente dalla lampada ad incandescenza impiegata per la regolazione di ampiezza perchè la sua resistenza, a causa della bassa inerzia termica, varia, al di sotto di alcuni Hz, non in funzione del valore effettivo della corrente che la attraversa

Fig. 2 - Circuito completo di un generatore con tre transistori ad accoppiamento diretto.

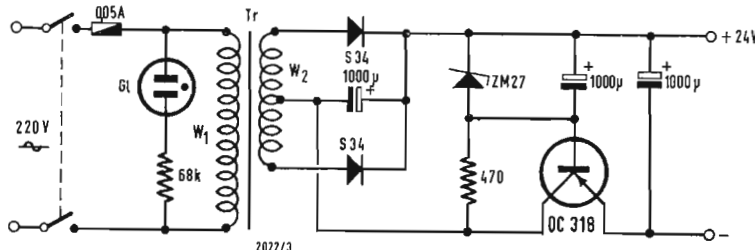



Fig. 3 - Alimentatore per il generatore. I valori per il trasformatore sono i seguenti: Nucleo M 42-15 lamierini dinamo IV senza traferro W_1 = 4800 spire 0,1 Cu W_2 = 2 × 580 spire 0,2 Cu

dott. ing. Fabrizio Bargiacchi

Sistemi di misura di potenza a microonde*

Una combinazione di sistemi e di moderni equipaggiamenti di taratura ha reso possibili misure di potenza a microonde con precisioni entro l'1,5%, sotto particolari condizioni e intorno al 3% nei casi più sfavorevoli.
Questo articolo tratta appunto di questi sistemi e metodi di misura.

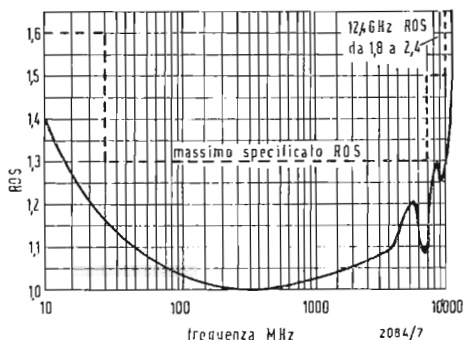



Fig. 1 - Rapporto di onda stazionaria tipico di un moderno cavo coassiale.

Fig. 4 - Intervallo di efficienza di un moderno circuito bolometrico a guida d'onda in banda X per misuratori di potenza a compensazione di temperatura.

MOLTE delle considerazioni fatte in questo articolo si applicano a tutte le misure di potenza a microonde, indipendentemente dagli strumenti di misura adottati. Si hanno adesso a disposizione circuiti di misura bolometrici a compensazione termica, che formeranno l'oggetto di questa nota.
Un misuratore di potenza per microonde a ponte singolo, con un solo termistore nel circuito bolometrico, presenta uno svantaggio. Non si può infatti, fare una distinzione fra le variazioni della potenza a microonde e quella della temperatura ambiente.
I moderni strumenti di misura a compensazione termica usano due ponti auto-bilanciati e due termistori per tenere conto separatamente di questi due effetti. Gli effetti dovuti alla temperatura ambiente corrispondono ad un segnale comune, mentre la dissipazione di potenza a microonde corrisponde ad un segnale differenziale. Questo riduce notevolmente la deriva causata da variazioni di temperatura. La precisione e la sicurezza dello strumento è dovuta all'uso della controreazione.

1. - PERDITE PER DISADATTAMENTO

Il massimo di potenza viene trasferito al carico solo quando l'impedenza di carico è uguale e coniugata rispetto a quella del generatore. Un caso particolare del precedente si ha quando sia il generatore che il carico hanno la stessa impedenza della linea di trasmissione. In caso contrario non si può trasferire al carico il massimo di potenza. Si presenta però un caso d'indecisione nel valutare quanta potenza può essere trasferita al carico, a causa della fase dell'impedenza del carico e del generatore.
Si possono usare carte e monogrammi che danno i limiti di queste perdite di disadattamento 1,2 (esponenti). Mediante un accoppiatore si può raggiungere un adattamento, ma si introduce con questo una perdita.
Per esempio: si stabilisce che il coefficiente di riflessione del generatore (ϱ) sia zero e che il circuito bolometrico abbia un (ϱ) di 0,20 (che è uguale a un rapporto di onda stazionaria (ROS) di 1,5); risulterà perciò una perdita di disadattamento di 0,20; in altre parole il 4% della potenza incidente sarà riflessa. Questo significa che un circuito con un ROS di 1,5 darà una lettura che è più bassa del 4%. In modo simile e assumento che il (ϱ) del generatore sia ancora zero, un circuito con ϱ di 0,10 (ROS = 1,22) produrrà la riflessione dell'1% della potenza; perciò un misuratore di potenza, inserito in questo modo, darà un valore dell'1% più basso. È giustificato dunque, nel progetto del circuito di misura, il tentativo di raggiungere un adatto ROS. Sarà anche necessario determinare con precisione il ROS dei singoli componenti dello strumento di misura. La fig. 1, mostra il risultato relativo a un moderno tipo coassiale. Si noti che, quasi nell'intera banda dello strumento, il ROS è meno dell'1,2 e che, su un intervallo abbastanza grande, è anche minore dell'1,1.
Dunque soltanto alle estremità di alta e bassa frequenza della banda, si avrà una deviazione maggiore da questa curva caratteristica. Tutto questo significa che spesso non si rende necessario usare un accoppiatore. Il tipico ROS di un circuito bolometrico a guida d'onda è mostrato in fig. 2. Lo scostamento da questa curva caratteristica per i singoli circuiti può essere abbastanza grande, quantunque in ogni caso si possano aspettare valori ben al disotto del massimo specificato. Poichè il valore esatto del ROS del circuito è molto importante nel determinare la precisione della misura di potenza, si dovrebbe sempre misurare il ROS del circuito specifico.

2. - PERDITE A RADIO FREQUENZA

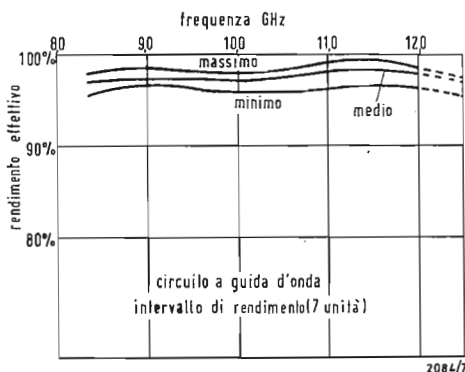
Le perdite a r.f. sono rappresentate dalla potenza che entra nel circuito bo-

(*) Making accurate microwave power measurements, *Electronic Industries*, aprile 1964, pag. 126.

Fig. 2 - Rapporto di onda stazionaria tipico di un circuito d'onda bolometrico a guida d'onda.

lometrico, ma non è dissipata nei termistori. Questa perdita può avere luogo sulle pareti di una guida d'onda o sul conduttore centrale di un coassiale. Le perdite possono avere luogo nel dielettrico oppure essere dovute a radiazioni ecc. È ovvio che un misuratore di potenza può essere sensibile solo alla potenza trasmessa ai termistori.

Un'altra sorgente di errore è « l'errore di comparazione fra corrente continua e microonde » (dc-microwave substitution error). Questo errore è causato dalle distribuzioni spaziali di corrente, potenza e resistenza all'interno del termistore, che sono diverse per le potenze a c.c. ed a r.f. L'effetto totale di questi due errori può essere misurato dal National Bureau of Standards (N.B.S.) e da alcuni laboratori commerciali americani. I risultati vengono presentati con un fattore di merito, chiamato « efficienza effettiva » di un circuito.

Questa si definisce come il rapporto fra potenza c.c. di comparazione nel termistore e la potenza a microonde, dissipata nel circuito bolometrico. Un altro tipo di fattore, usato dal N.B.S. e da alcuni laboratori commerciali è il « fattore di taratura » di un circuito bolometrico. Questo si definisce come il rapporto fra la potenza c.c. di comparazione del termistore e quella a microonde che perviene al circuito. I fattori reali di efficienza e di taratura si possono ora calcolare solo alle frequenze di banda X e ad alcune frequenze nella banda VHF sopra 400 MHz. Misure effettuate dal N.B.S. in banda X, hanno raggiunto una precisione dell'1 %, mentre quelle in UHF ne hanno raggiunta una del 2 %. La fig. 3 mostra il confronto del fattore di efficienza per circuiti bolometrici di recente concezione, paragonati con quelli di qualche anno fa. Progetti ancora più recenti danno valori più alti del fattore di efficienza in tutta la banda, con particolare riguardo a quella sopra 10 GHz e inoltre le differenze fra centro e estremità di banda sono più piccole. Questi circuiti più moderni possono essere usati in misure di potenza sopra 12,4 GHz.

Il ROS diventa però alto a 12,4 GHz come mostrato in fig. 1. Per poter effettuare una misura con una certa precisione sarebbe perciò necessario usare un accoppiatore, tenendo conto della perdita propria dell'accoppiatore.

Le discontinuità (nella curva relativa al circuito più recente intorno a 10,9 GHz, in quello meno recente intorno a 10,1 GHz), sono dovute a risonanze, nella parte a microonde di questo circuito. Queste risonanze sono molto ripide e si possono avere perdite intorno al 20 %. Poichè esse si hanno in tutti i circuiti di tipo bolometrico, la loro presenza deve essere tenuta presente allo scopo di evitare notevoli errori.

Non si conosce con molta precisione l'effettivo fattore di efficienza al disotto della banda X; si sa solo che esso cresce al diminuire della frequenza e che, nella regione VHF, è superiore al 99 % per i tipi più recenti.

Unità di questo tipo sono state paragonate con i terminali bolometrici a guida d'onda, per frequenze al di sotto di quelle della banda X. Non si è avuta alcuna indicazione di non efficienza, sia per i circuiti coassiali, sia per quelli a guida d'onda. Il tipo bolometrico coassiale è stato paragonato col circuito a cristalli di tipo moderno sotto 2,6 GHz, anche in questo caso non vi è stata indicazione di non efficienza. La fig. 4 mostra l'effettiva taratura di efficienza di un certo numero di circuiti bolometrici a guida d'onda. Queste curve rappresentano la prestazione che può aspettarsi oggi, per misuratori di potenza bolometrici di tipo recente.

3. - ERRORE NEL CASO DI BOLOMETRO A DUE ELEMENTI

Un'analisi dettagliata di questo tipo di errore è stata fatta da Engen. Esso non interviene nel caso di bolometri a guida d'onda, ma deve essere preso in considerazione in tutti i tipi coassiali.

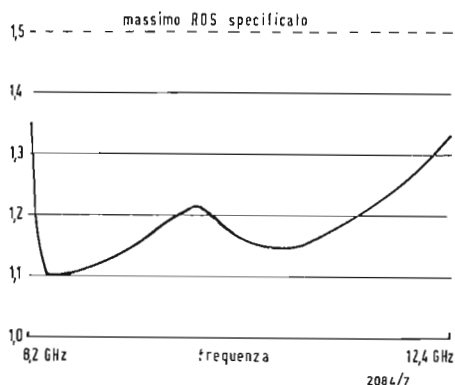
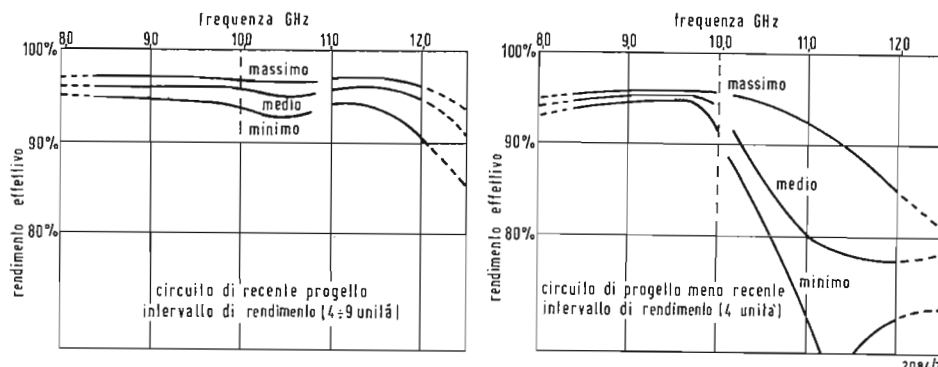



Fig. 3 - Intervallo di efficienza in banda X per un bolometro tipo coassiale. Paragone tra i vari circuiti.

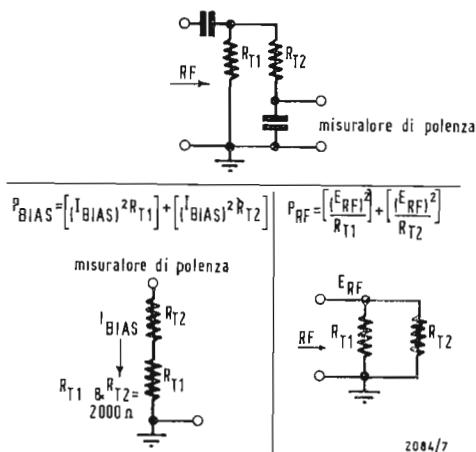



Fig. 5 - Schema di un bolometro tipo coassiale (sopra); circuito equivalente per frequenza 0 ÷ ÷ 10 MHz (a sinistra) e per la r.f. (a destra).

Fig. 6 - Sezione di un « thermistor bead ».

La fig. 5*a* mostra lo schema di circuito tipo coassiale, in essa R_{t1} e R_{t2} sono i termistori.

La fig. 5*b* mostra il circuito equivalente per frequenze 0 ÷10 MHz. I termistori sono in serie. In questo caso se le due resistenze non sono eguali, una maggiore potenza sarà dissipata nel termistore con resistenza più grande. Se invece ci si riferisce all'equivalente per la radio-frequenza, i due termistori saranno in parallelo e, nel caso di diversa resistenza, una potenza maggiore sarà dissipata sul termistore a resistenza più bassa. Purtroppo la situazione non è così semplice, poichè si può avere una diversa ripartizione di potenza per fenomeni di reattanza nel campo delle microonde. In ogni caso Engen ha trovato che l'errore risultante è uguale a:

$$\left(\frac{1}{\gamma_2} - \frac{1}{\gamma_1}\right) \Delta_r.$$

dove γ_1 e γ_2 sono i coefficienti del termistore in « ohm per milliwatt » e Δ_r è la deviazione nella divisione di resistenza. Questo errore può ammontare all'1% nei normali bolometri di tipo meno recente e a livelli di 10 mW. La presenza di tale errore giustifica il progetto accurato di circuiti bolometrici, dopo che è stato sviluppato il misuratore a compensazione della potenza a r.f.; non è quindi costante ma è una funzione della potenza r.f.

Fortunatamente gli stessi metodi che migliorano il bilanciamento termico nel bolometro, hanno anche l'effetto di ridurre l'errore duale. Le prime prove, effettuate su tipi di recente costruzione, hanno indicato che l'errore è stato ridotto a pochi decimi di percento.

4. - ERRORE PER EFFETTO TERMOELETTRICO

Questo errore si riscontra solo nei misuratori di potenza, dove quasi tutta la potenza di polarizzazione è data dalla c.a. Apparentemente il fenomeno può spiegrasi sulla base della fig. 6 dove sono indicate le due termocoppie che si formano nell'interno del « bead thermistor ».

Il « bead thermistor », usato nei bolometri, opera ad una temperatura maggiore di 100° di quella ambiente. I contatti possono non essere alla stessa temperatura per cui ne risulta un effetto termoelettrico. La potenza di polarizzazione a c.a. riscalda il termistore. Se non si toglie completamente l'effetto di termocoppia, ci sarà sempre un piccolo flusso di corrente continua.

Poichè molto del calore dissipato nel termistore è condotto attraverso i supporti, la temperatura del termistore è una funzione inversa della lunghezza dei supporti; si può anche prevedere un gradiente di temperatura fra i punti *a* e *b* del diaframma. L'errore è però misurabile e, se si hanno precauzioni durante la fabbricazione, non sarà superiore a 0,3 μW.

Questo errore ha importanza solo nelle zone più sensibili del misuratore di potenza e nel caso si debba procedere a misure di taratura e di comparazione in c.c. Si può eliminare l'errore dovuto a effetto termoelettrico, quando è necessaria una precisa taratura a bassi livelli, usando la batteria e adatte resistenze per generare la potenza di taratura e comparazione per il termistore a r.f. Nella batteria la polarità può essere facilmente invertita, perciò una corrente dovuta a effetto termoelettrico che tenda a cancellare la corrente di taratura, può aggiungersi o togliersi ad essa. Questo metodo usa il valore medio della corrente continua di compensazione e taratura.

5. - ERRORI DOVUTI AGLI STRUMENTI

La precisione, sopra specificata dei misuratori di potenza dipende anche dalla possibilità di misurare e interpretare accuratamente l'informazione data dal termistore. Allo stato attuale delle cose si può affermare che il 3% può essere

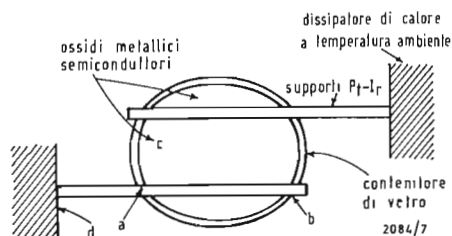
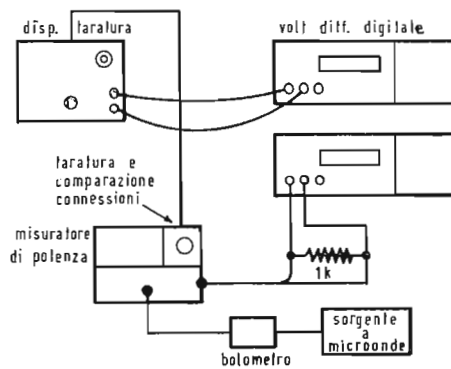
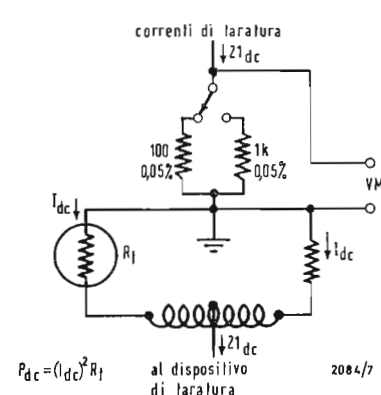



Fig. 7 - Misura di potenza con comparazione in c.c. (a sinistra). Percorso della corrente di taratura.

considerato un valore accettabile per il massimo errore dovuto agli strumenti. Nel caso che l'apparato di misura contenga circuiti per la comparazione in c.c., l'uso del sistema di taratura in c.c. può ridurre l'errore dovuto agli strumenti a meno dello 0,5%.
La fig. 7 mostra il metodo di taratura. Una misura a compensazione vien fatta in due tempi; in taluni il dispositivo di taratura non viene inserito, mentre la sorgente di potenza a microonde, che deve essere misurata, è connessa al circuito. Si misura la tensione attraverso il resistore di 1000 Ω, connesso al morsetto registratore del misuratore di potenza.
Nella seconda fase della misura si inserisce il dispositivo di taratura, togliendo la sorgente di potenza a microonde. Tale dispositivo di taratura è un generatore c.c. di precisione a corrente costante, che fornisce una corrente costante al termistore del dispositivo bolometrico. Agendo sul dispositivo di taratura si dà alla corrente un valore tale che la tensione ai capi della resistenza sia la stessa della prima parte della misura. Il voltmetro, che è inserito nel dispositivo di taratura, misura la tensione risultante dal doppio della corrente di comparazione che scorre attraverso il resistore da 100 Ω oppure da 1000 Ω.
Il valore della potenza di comparazione a c.c. è perciò $I^2_{dc} \times R_t$, dove è R_t la resistenza del termistore.
Si può determinare R_t con grande precisione.

6. - CONCLUSIONI

Il misuratore di potenza a microonde, a compensazione di temperatura, con i moderni circuiti bolometrici, è capace di misure di potenza con precisione intorno al 3% nei casi peggiori — tenuto conto di tutte le possibili cause di errore. In condizioni particolari e, cioè nella gamma media di livelli e di frequenze e con circuiti di taratura, la precisione può essere tenuta entro l'1%. È naturale che, per raggiungere tale grado di precisione si eseguiranno tarature del circuito bolometrico e che si dovranno applicare metodi di taratura al misuratore stesso.

7. - BIBLIOGRAFIA

[1] *Microwave Mismatch Error Analysis.* Application Note 56. Hewlett-Packard Co.
[2] *The Microwave Engineers' Handbook and Buyers' Guide* 1964. Horizon House-Microwave Inc., pag. 14.
[3] Engen C. F., *A DC-RF Substitution Error in Dual Element Bolometer Mounts.* NBS. Report 7934. A

Rappresentante in Italia della KAY Ing. M. Vianello - Milano.

Nuovo amplificatore logaritmico Kay

La KAY presenta la sua ultima creazione: il « Logafier » 1025 A, amplificatore logaritmico, con il quale è possibile coprire contemporaneamente l'intera gamma da 2000 kHz a 220 MHz.
La dinamica dello strumento è di 80 dB, riferiti a 0,5 V in ingresso, e le letture possono essere eseguite o con un oscilloscopio, o con l'indicatore che si trova incorporato nello strumento stesso.
Con il « Logafier » 1025 A e con un oscillatore vobulato (uno dei molti ottenibili dalla KAY) è possibile esaminare la risposta di filtri, amplificatori, ecc., sia in valore complessivo, sia nei dettagli a valori di alta attenuazione in modo preciso e facile (logaritmicamente). Tre sono le gamme logaritmiche, con fondi scala di 40, 60, 80 dB.
È possibile inoltre avere un'espansione controllata dei primi 10 dB di ciascuna scala, in modo da poter esaminare con facilità e con maggior risoluzione la sommità piatta dei diagrammi, ed i punti a 1 o a 3 dB. Le regolazioni possono essere eseguite contemporaneamente sulla sommità e sui fianchi di un diagramma, e quindi velocemente e con precisione.
Un preciso indicatore, a larga scala e con le tre gamme di cui sopra, si trova sul pannello frontale del Logafier 1025 A. Esso dà precise e stabili indicazioni in condizioni di segnale a frequenza fissa (CW). Quando lo strumento è usato in connessione ad un generatore vobulato dotato di scansione manuale, le letture dell'indicatore (in dB) possono essere facilmente correlate alla misura delle frequenze, ad esempio con un frequenzimetro.
Il passaggio dalla visione oscilloscopica alla misura con l'indicatore avviene mediante una semplice commutazione.
Il 1025 A, oltre che strumento di misura vero e proprio, è anche un amplificatore per radio frequenze. Il guadagno è 57 dB sull'intera gamma di frequenza, e può avere un'uscita massima di 0,3 V eff su 50 Ω.
La KAY costruisce un commutatore RF (KMC 255-B), con il quale si può inserire un attenuatore (ad es. KAY 30-O), in modo da avere riferimenti calibrati sull'oscilloscopio = questo commutatore può essere usato vantaggiosamente col Logafier 1025 A. *(m.v.)*

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Industrie Zanussi serie 36

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

Alimentazione con tensione alternata 220 V 50 Hz; consumo 150 VA; numero dei canali 8 più 4 liberi e UHF; antenna con presa a 300 Ω; bilanciati; media frequenza video 40,15-47,15 MHz, sistema intercarrier; altoparlante ellittico; contrasto con regolazione automatica; fotoresistenza; sintonia elettronica; funzioni di valvola n. 36.

Valvole e diodi impiegati

V_{502} = PCC189 amplificatrice RF per VHF (cascode); V_{501} = PCF801 oscillatrice-mescolatrice VHF; V_{503} = PC88 amplificat. RF per UHF; V_{504} = PC86 oscillatrice e mescolatrice UHF; V_{201} = EF80 1ª amplificatrice media frequenza video; V_{202} = EF80 2ª amplificatrice media frequenza video; V_{203} = EF80 3ª amplificatrice media frequenza video; D_{201} = SFD104 rivelatore video; V_{101} = PCL84 finale video e separatrice di sincronismo; V_{102} = PCF80 media frequenza suono a 5,5 MHz e invertitrice di sincronismo; V_{103} = PCL86 prefinale e finale audio; D_{101} = 1N542 rivelatore a rapporto; D_{102} = 1N542 rivelatore a rapporto; D_{105} = SFD100; D_{103} = RL247; D_{104} = RL247 discriminatore per CAF; D_{501} = 1S1697S raddrizzatore anodico; V_{301} = PCL85 oscillatrice e finale di quadro; VDR_{301} = E298ZZ/01 limitatrice d'uscita di quadro; V_{401} = PCF80 oscillatrice di riga e tubo a reattanza; V_{402} = PL36 finale di riga; V_{403} = PY88 damper; V_{404} = DY87 rettificatrice EAT; VDR_{401} = E298ZZ/01 stabilizzatore uscita riga; TRC_{501} = AW 47-91 19″ oppure AW 59-91 23″; N_{501} = NE-2 stabilizzatrice al neon; FC_{501} = ORP60 fotoresistenza; D_{502} = 1SV 120; D_{502} = 1SV 120 varicap VHF e UHF.

2. - INSTALLAZIONE

Le norme relative l'installazione dei ricevitori per televisione della serie 36

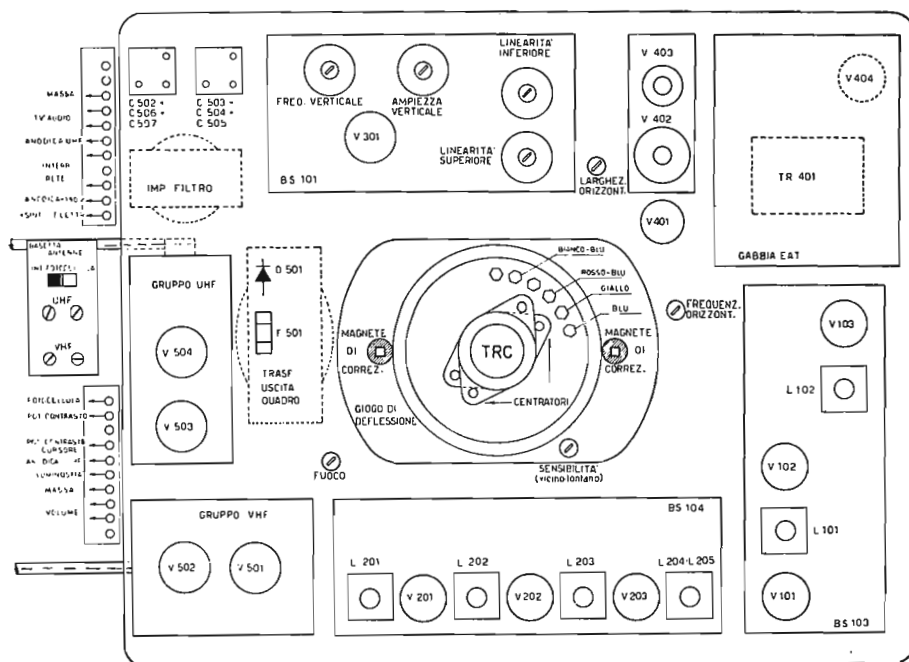



Fig. 1 - Posizione delle valvole e dei principali organi di regolazione nel telaio.

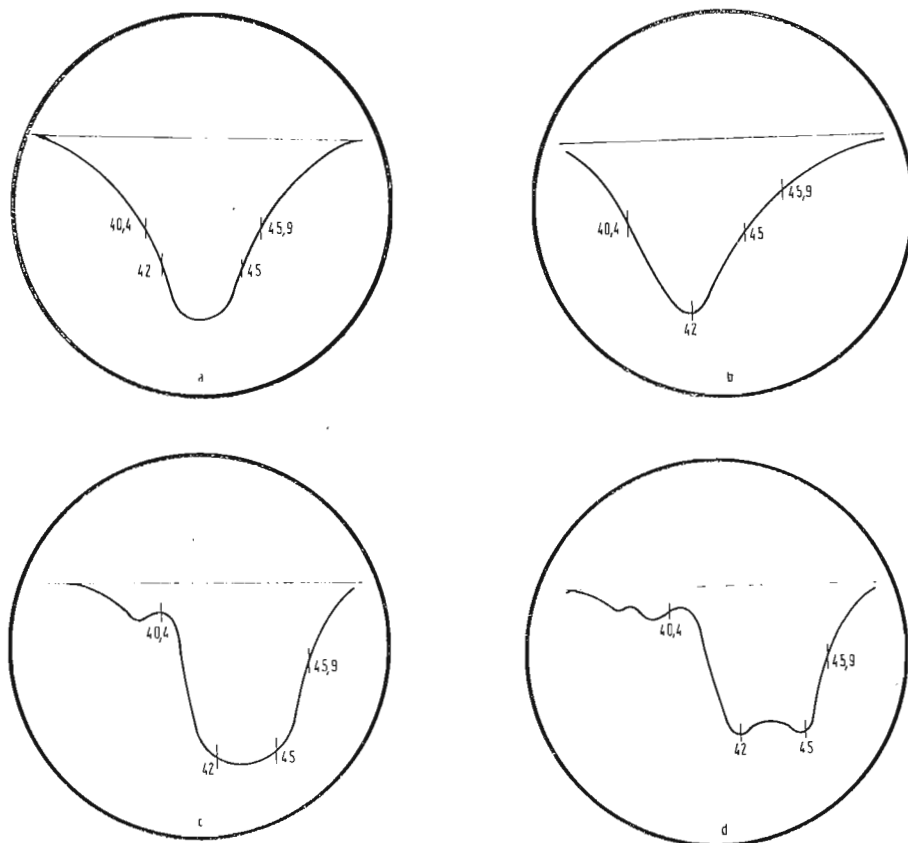



Fig. 2 - Curve per le operazioni di allineamento

sono identiche a quelle già fornite per altri modelli della stessa casa costruttrice, tenendo presente che in presenza di segnali molto deboli è utile introdurre un certo ritardo nel CAG del sintonizzatore. Tale operazione è possibile ruotando in senso orario il potenziometro contrassegnato *locale-distante*. Qualora i segnali siano invece troppo intensi il suddetto potenziometro dovrà essere ruotato in senso antiorario.

Nel caso sia necessario ritoccare la geometria dell'immagine, portando l'ampiezza orizzontale al minimo si regolerà la frequenza orizzontale secondo le norme indicate per l'allineamento. Successivamente si regolerà l'ampiezza orizzontale centrando orizzontalmente e verticalmente l'immagine tramite l'apposito centratore a doppio anello magnetico che è connesso al giogo di deflessione, dopo aver regolato anche la ampiezza e la linearità verticale.

Allo scopo di consentire la regolazione delle deformazioni delle righe orizzontali, in alto ed in basso, sono stati collocati, sotto e sopra il giogo, due magnetini.

Le deformazioni delle righe verticali laterali, e la linearità orizzontale, si correggono agendo sui due magnetini laterali facendoli ruotare con un'apposita chiave.

3. - ALLINEAMENTO

L'allineamento è stato eseguito in modo scrupoloso dalla casa costruttrice, può però darsi che in seguito alla sostituzione di una valvola o per altri motivi sia opportuno controllare l'allineamento dei circuiti a radio e media frequenza. In tal caso è indispensabile ricorrere all'uso degli strumenti che abbiamo indicato in altre occasioni, oltre ad una pila con potenziometro, che consenta di avere a portata di mano delle tensioni negative di polarizzazione da 0 a — 8 V.

3.1. - Allineamento dei circuiti a media frequenza

a) Portare il selettore di canali in una posizione qualsiasi fra i canali *F*, *G*, *H*.
b) Applicare una polarizzazione di —3V al punto d'ingresso del CAG alla media frequenza (cioè al punto comune tra R_{201}, R_{215}, C_{205} e C_{220}).
c) Collegare l'oscilloscopio all'uscita della media frequenza (punto comune tra C_{218} e R_{214}) tramite una resistenza da 10.000 Ω per il disaccoppiamento.

d) Regolare il wobbulatore per la frequenza di 43 MHz di centro banda ed uno spazzolamento di ± 5 MHz almeno, collegandolo nei punti indicati nella tabella, con l'attenuatore regolato in

Tabella 1

Operaz.	Inserz. Wobbul.	Marker MHz	Regolazione	N o t e
1	g_1 V 203 (terzo stadio)	40,1-42-45-45,9	L 205	Regolare il nucleo per ottenere la curva di fig. 2a col massimo guadagno.
2	g_1 V 202 (secondo stadio)	» » » »	L 203	Regolare il nucleo per ottenere la curva di fig. 2b col massimo guadagno.
3	g_1 V 201 (primo stadio)	» » » »	L 202	Regolare i due nuclei per ottenere la curva di fig. 2c col massimo guadagno, accordando il circuito superiore per la massima attenuazione a 40,4 MHz.
4	A mezzo fascetta capacitiva su V 501	» » » »	L 201 + MF Gruppo VHF	Regolare il nucleo superiore di L 201 per la massima attenuazione a 40,4 MHz, ed il nucleo inferiore, nonchè la MF del gruppo, per la massima ampiezza e giusta posizione dei markers secondo la curva di fig. 2d. Le due trappole a 40,4 MHz devono essere sfalsate, in modo da dare un tratto relativamente piano di 0,6 MHz.
5	A mezzo fascetta capacitiva su V 504	» » » »	MF Gruppo UHF e ingresso a ponte Gruppo VHF	Regolare la MF dell'UHF, e l'ingresso a ponte del VHF per ottenere una curva totale regolare. Ritoccare leggermente, se necessario, i nuclei di MF.

Fig. 5 - Circuito stampato BS 101 sincro-verticale.

modo da dare un'uscita compresa fra 1 e 2 V_{PP}.

3.2. - Allineamento del suono e della trappola a 5,5 MHz

Con un segnale a 5,5 MHz sulla griglia controllo della V_{101} (g_1) (valvola PCL84 piedino 8), od anche il segnale emesso contemporaneamente al monoscopio, collegare il voltmetro a valvola, munito di sonda da 1 MΩ, sulla g_1 della valvola V_{102} (piedino 2) sezione pentodo, regolando L_{101} in modo da avere la massima indicazione sullo strumento. Attenuare opportunamente l'uscita del generatore in modo da leggere una tensione inferiore a — 1,5 V_{CC} al fine di evitare fenomeni di saturazione.

Modulare il segnale del generatore in ampiezza con una nota audio qualsiasi e regolare il nucleo della trappola a 5,5 MHz (L_{104}) in modo da ottenere la minima ampiezza di tale segnale sul catodo del cinescopio (questa misura deve essere effettuata mediante l'impiego dell'oscilloscopio o del voltmetro a valvola).

Collegare il voltmetro a valvola sul terminale negativo C_{110} (TP1), e regolare entrambi i nuclei di L_{102} per la massima uscita; ritoccare con la massima cura L_{101} sempre per la massima uscita.

Collegare due resistenze da 100.000 Ω 5%, in serie tra loro, tra TP1 e la massa, ed il voltmetro a valvola tra il punto comune di queste resistenze ed il punto di giunzione di R_{107} e C_{112}.

Annullare l'indicazione del voltmetro agendo sul nucleo superiore di L_{102}. Modulando in ampiezza al 50% il segnale a 5,5 MHz, regolare RV_{101} per la minima uscita *AM* del discriminatore. Ripetere alternativamente le due operazioni fino ad ottenere entrambe le condizioni.

4. - REGOLAZIONE DELL'OSCILLATORE ORIZZONTALE

a) Ruotare nei due sensi il nucleo della bobina L_{401}, cioè del comando di frequenza orizzontale, fino a sincronizzare l'immagine.

b) Svitare quindi il nucleo fino allo sganciamento del sincronismo. Riavvitare il nucleo contando il numero dei giri che occorrono per ottenere lo sganciamento dalla parte opposta.

c) Tornare subito indietro per un numero di giri pari alla metà di quelli contati in precedenza.

5. - NOTE SULLA SINTONIA ELETTRONICA

Tanto il gruppo VHF quanto quello UHF sono provvisti di uno speciale diodo, del tipo *Varicap*, avente la proprietà fondamentale di variare la propria capacità con il variare della tensione, purchè quest'ultima sia applicata in modo tale da mantenerlo sempre all'interdizione.

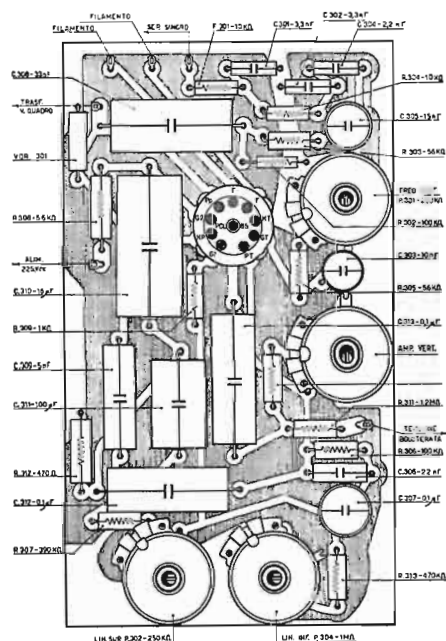
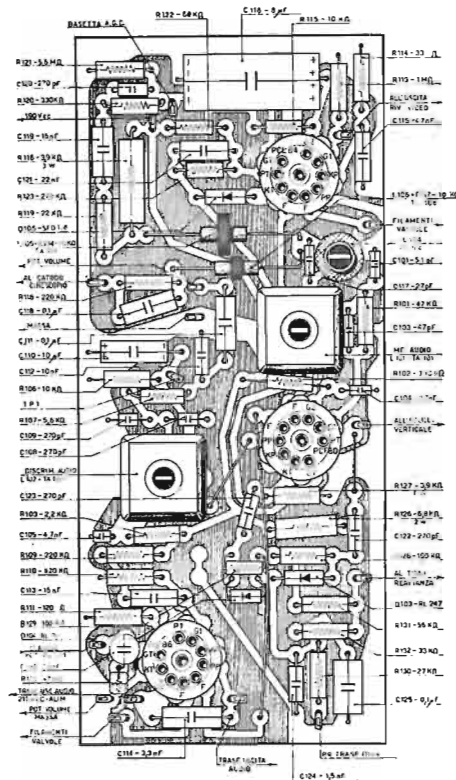



Fig. 3 - Circuito stampato BS 103.

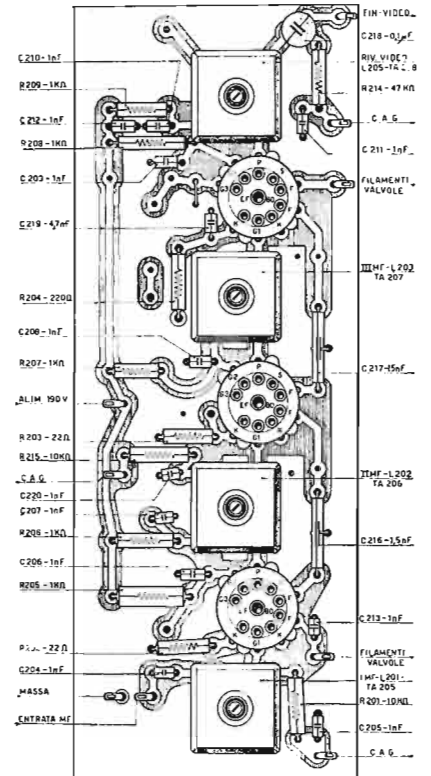



Fig. 4 - Circuito stampato BS 101/M.

Tale diodo, accoppiato al circuito dell'oscillatore, ha l'anodo collegato a massa ed il catodo ad una tensione positiva regolabile.

Variando il potenziometro della sintonia P_{505} varia la tensione applicata al *Varicap* la quale provoca una conseguente variazione della sua capacità e perciò della frequenza dell'oscillatore locale.

Affinchè la sintonia non risenta delle variazioni della rete di alimentazione, la tensione applicata al potenziometro P_{505} è stata stabilizzata mediante la lampada al neon N_{501}.

Per sintonizzare in modo perfetto il televisore nei due programmi occorre sintonizzare il gruppo VHF mediante il potenziometro anteriore della sintonia fine, poi passando alla UHF, e senza toccare il potenziometro, sintonizzare il 2° programma con la manopola laterale. Eseguite tali operazioni premendo il tasto cambio-programma il televisore sarà sempre sintonizzato.

Ogni ulteriore variazione di sintonia dovrà essere eseguita tramite il potenziometro anteriore.

6. - NORME PER LA SOSTITUZIONE DEL CINESCOPIO

Togliere lo schienale.

Disinserire gli spinotti multipli, lo zoccolo del cinescopio e quello del giogo.

Svitare le due viti posteriori di fissaggio del telaio al mobile, e far ruotare all'indietro il telaio stesso fino a tendere il filo di sospensione.

Sfilare il giogo di deflessione.

Smontare il frontale allentando le viti che lo fissano inferiormente al mobile ruotandolo verso l'alto.

Togliere i quattro bulloni di fissaggio del cinescopio al mobile, estrarre il cinescopio appoggiandolo sopra una superficie morbida con il collo verso l'alto.

Svitare il tirante della reggetta al cinescopio.

Sostituire il cinescopio e montare la fascia di protezione in gomma avendo cura di lasciare la scanalatura rivolta verso l'esterno.

Montare la reggetta sul cinescopio interponendo fra questa e la fascia in gomma le quattro orecchiette supporto sugli angoli del cinescopio. Serrare non al massimo il tirante della reggetta stessa. Dopo aver definita la posizione esatta delle orecchiette, appoggiando il cinescopio sui blocchetti relativi del mobile, serrare a fondo il tirante delle reggetta con una chiave dinamometrica alla tensione di 20 kg/cm.

Montare il cinescopio sul mobile con gli appositi bulloni serrando con forza gli stessi.

Montare il frontale curando il perfetto inserimento dei ganci superiori.

Inserire nuovamente il giogo di deflessione sul collo del cinescopio.

Ripristinare i collegamenti al telaio.

A.

dott. ing. Antonio Contoni

Principi della stereofonia in modulazione di frequenza*

Ora che sono iniziate le radiotrasmissioni stereofoniche in multiplex è bene trattare una questione, di cui molti aspetti tecnici sfuggono ancora a certuni. Per farlo, sarebbero possibili molti metodi, uno dei quali, molto seducente, a base matematica.
Sfortunatamente un simile studio esorbiterebbe dai limiti di questa rivista; allora dobbiamo essere riconoscenti all'autore dell'articolo che segue di aver abbordato questo argomento sotto forma più semplice possibile, quindi accessibile a chiunque, e completata da numerosi schemi e grafici destinati a renderne ancora più piacevole l'assimilazione.
Ecco un lavoro che tutti avranno interesse a leggere e rileggere di modo da essere ben pronti in questo momento del varo ufficiale e tanto atteso della sterefonia MF in multiplex.

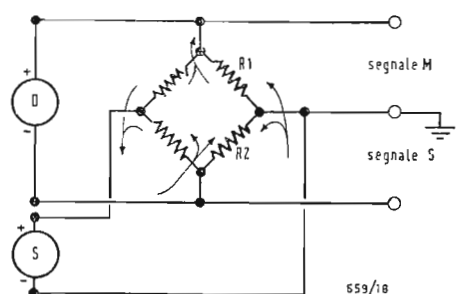



Fig. 1 - I segnali dei canali sinistro e destro vengono applicati alle diagonali di un ponte di resistenze rigorosamente identiche.

1. - TRASMISSIONE

L'emissione di programmi radiofonici a modulazione di frequenza necessita l'impiego di un sistema compatibile, che permetta a ricevitori non adattati, la ricezione dei canali sinistro e destro mescolati, ossia del programma monofonico. Il trasmettitore deve perciò trasmettere due informazioni, precisamente: 1°) un'informazione monofonica (segnale M) formata dalla somma dei segnali elettrici disponibili all'uscita dei due trasduttori dei canali sinistro e destro; 2°) un'informazione, che permetta la decodificazione in stereofonia (segnale *S*) che si dirà canale stereofonico, formato dalla differenza dei due segnali elettrici disponibili all'uscita dei trasduttori (sinistro e destro) previamente citati.

Si avranno dunque due segnali composti: *a*) canale M (sinistro + destro): *b*) canale S (sinistro — destro), segnale detto stereofonico.

Il trasmettitore deve irradiare il canale monofonico seguendo le norme classiche di trasmissione; tuttavia la profondità di modulazione non deve superare il 90%, il che significa che quando si riceve un programma stereofonico con un ricevitore ordinario, il livello diminuisce di 1 dB, il che è praticamente irrilevabile da parte dell'utente.

2. - PRINCIPIO DELLA TRASMISSIONE DELLE DUE INFORMAZIONI

Il circuito di somma e di sottrazione può, in linea di principio, essere semplicissimo. Si applicano i segnali sinistro e

(*) J. Michelot, Principe de la stéréophonie en modulation de fréquence, *Toute l'Electronique*, luglio-agosto 1964, n. 287, pagg. 263-266.

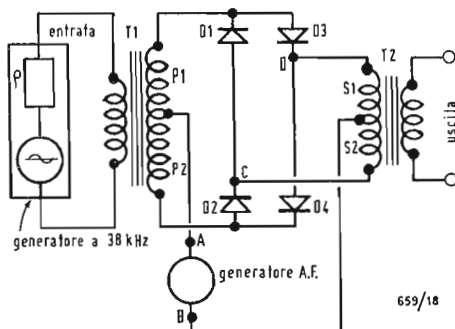



Fig. 2 - Schema di principio del modulatore ad anello; T_1 e T_2 sono trasformatori rigorosamente uguali.

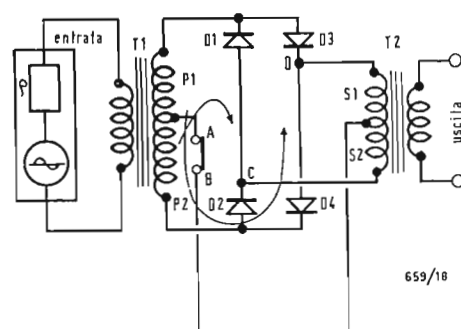



Fig. 3 - Circuiti realizzati supponendo che il generatore di audio frequenza non sia collegato e che i terminali siano corto circuitati tra loro.

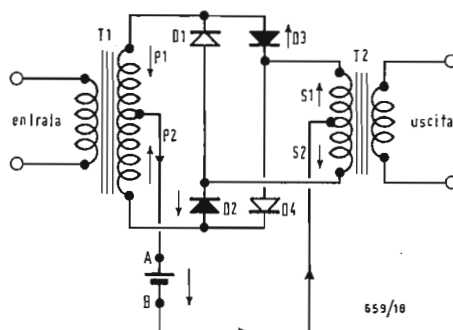



Fig. 5 - Schema ottenuto sopprimendo il generatore di R.F.; le frecce indicano i sensi di circolazione della corrente.

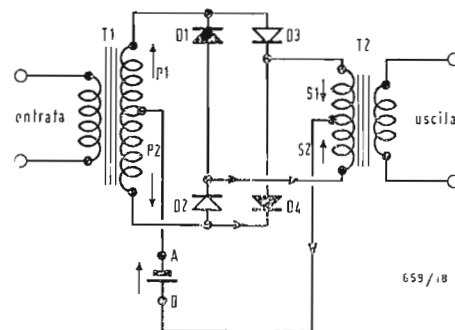



Fig. 6 - Quando i diodi D_2 e D_3 cessano di essere conduttori, i diodi D_1 e D_4 iniziano a condurre.

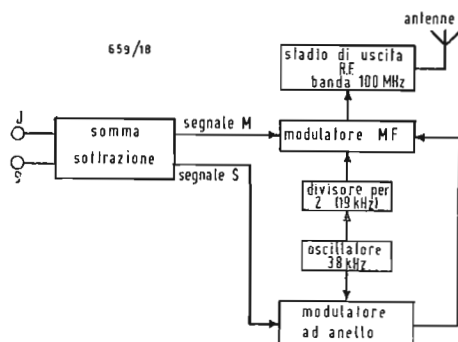



Fig. 4 - Schema a blocchi di un trasmettitore stereofonico funzionante secondo il sistema multiplex F.C.C.

destro alle diagonali di un ponte di resistenze (analogo al ponte di Wheatstone) rigorosamente identiche (fig. 1). Si nota che in R_1, le correnti di sinistra e destra sono nello stesso senso; la tensione risultante rappresenta la somma 1/2 ($S + D$) (segnale M); in R_2 le correnti eccitate da S e D sono in senso contrario, la tensione risultante rappresenta la differenza 1/2 ($S - D$) (segnale *St*).

Il segnale *M* viene applicato normalmente al modulatore del trasmettitore, mentre il segnale *St* viene applicato al modulatore, dopo essere stato trasformato da un modulatore ad anello sulla frequenza di 38 kHz. (Lo schema a blocchi del trasmettitore è dato in figura 4). Il processo di emissione è dunque relativamente semplice. Il segnale *M* è completamente classico e potrà perciò essere ricevuto normalmente dai ricevitori non predisposti per lo stereo. Il segnale *St* viene applicato, come già si è detto, ad un modulatore ad anello. Questo sistema usato nelle trasmissioni professionali ha il vantaggio di sopprimere la portante di alta frequenza che in questo caso è di 38 kHz. La ragione di questa scelta è logica. Infatti, per la trasmissione a modulazione di ampiezza classica, la potenza media del trasmettitore è costante, qualunque sia la profondità di modulazione, mentre, quando la portante è soppressa, il trasmettitore non fornisce potenza R.F. che quando si trasmette l'informazione di bassa frequenza; il che equivale a dire che quando la a.f. è nulla, il trasmettitore non irradia nell'atmosfera. Questo procedimento consente dunque di trasmettere due informazioni simultanee senza sovraccaricare il trasmettitore. Come si vedrà in seguito, il segnale *St* irradiato con questo processo non è adattato alla rivelazione ordinaria in ricezione; infatti si deve ricostituire la portante di 38 kHz soppressa in trasmissione.

Dunque all'emissione si trasmette una informazione di frequenza metà, ossia 38/2 = 19 kHz, che dovrà essere raddoppiata al lato ricevente nel sistema di decodificazione.

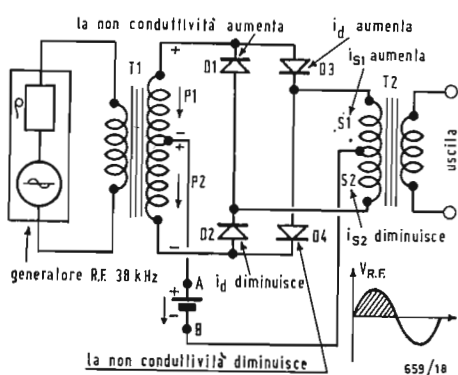



Fig. 7 - La tensione esistente ai capi di AB è in serie con la tensione ai capi di P_1 e in opposizione con quella ai capi di P_2.

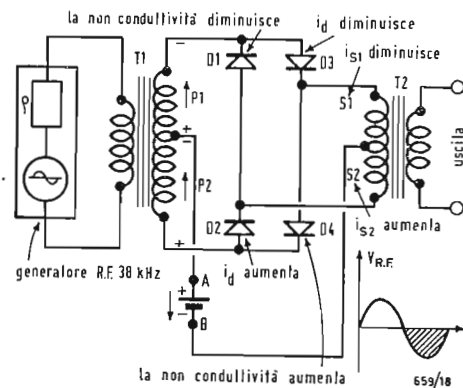



Fig. 8 - Quando l'alternanza R.F. è negativa, la tensione apparente ai capi di P_1 e di P_2 è in senso opposto dell'esempio di fig. 7.

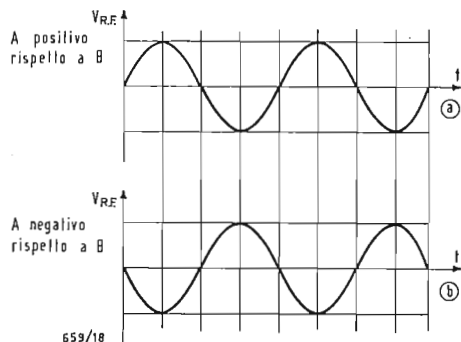



Fig. 9 - Se si inverte la tensione applicata tra A e B, il segnale alternativo disponibile all'uscita è in opposizione di fase.

3. - PRINCIPIO ED ANALISI DEL MODULATORE AD ANELLO

Il suo schema elettrico è dato in fig. 2; T_1 e T_2 sono trasformatori rigorosamente identici. Gli avvolgimenti P_1/P_2 e S_1/S_2 sono perfettamente simmetrici. I quattro sono, essi pure, fisicamente identici. Si supponga che il generatore di a.f. (= audio frequenza) non sia collegato e che i morsetti A e B siano cortocircuitati fra loro; si arriva così allo schema di fig. 3; si constata allora che l'avvolgimento $P_1 + P_2$ è collegato ai capi di due coppie di diodi montati in serie ed in senso inverso. Di conseguenza se si applica all'entrata di T_1 una tensione alternativa fornita da un generatore R.F., i diodi D_1/D_2 e D_3/D_4 conducono ad ogni alternanza, cortocircuitando così gli avvolgimenti secondari. Se gli elementi sono perfetti, la tensione ai capi del secondario totale di T_1, è nulla. Non ci sarà perciò tensione tra i punti D e C, il che equivale a dire che il primario di T_2 ($s_1 + s_2$) non è sede di alcuna corrente. Si sopprima ora il generatore R.F.; se si applica fra A e B una tensione continua, in modo che A sia positivo rispetto a B, si arriva così allo schema di fig. 5. In questo caso si vede che i diodi D_2 e D_3 sono sede di una corrente, che interessa S_1 e P_1 e S_2 e P_2.

La corrente è in opposizione in ciascun avvolgimento, il che neutralizza il campo magnetico nel nucleo dei due trasformatori; d'altra parte, essendo costante il fenomeno, nulla può prodursi nell'avvolgimento di uscita.

Si applichi ora la tensione fra A e B nell'altro senso. I diodi D_2 e D_3 cessano di essere conduttivi, i diodi D_1 e D_4 conducono, come indica lo schema di fig. 6. Il fenomeno è ora in senso inverso del caso precedente, e non si avrà nulla in uscita, per le stesse ragioni citate sopra. Si riprenda lo stesso circuito, ma applicando le due tensioni simultaneamente, precisamente: la R.F. all'entrata (38 kHz) e la tensione continua fra A e B, tale che A sia positivo rispetto a B. Si devono considerare due casi:

1° *Caso in cui l'alternanza R.F. è positiva.*

Si ha l'apparizione di una tensione ai capi degli avvolgimenti P_1 e P_2. Si può osservare (fig. 7) che la tensione esistente ai capi di AB è in serie con la tensione, che compare ai capi di P_1 e in opposizione con quella, che appare ai capi di P_2. La conduttività del diodo D_3 dunque aumenta, mentre quella del diodo D_2 diminuisce. (La condizione iniziale, cioè il momento in cui il periodo R.F. comincia quando la tensione è nulla, è data dalla fig. 5).

D'altra parte, lo stato di non conduzione del diodo D_1 va aumentando (la tensione aumenta ai suoi capi in senso contrario alla conduttività) e lo stato di non conduttività di D_4 va diminuendo. In conseguenza la corrente nell'avvolgimento S_1 aumenta, mentre essa diminuisce in S_2. Il campo magnetico può così stabilirsi nel nucleo di T_2 (non bisogna dimenticare che la corrente, al momento in cui la tensione comincia ad apparire ai capi di P_1 e P_2, è uguale in S_1 e S_2 e di senso contrario, annullando così il campo magnetico nel nucleo di T_2. C'è pertanto una tensione all'uscita di T_2, la quale va crescendo fino al momento in cui il diodo D_4 comincia a condurre. Questa condizione viene stabilita quando la tensione diventa uguale alla tensione applicata tra i punti A e B.

2° *Caso in cui l'alternanza R.F. è negativa.*

La tensione presente ai capi di P_1 e P_2 (v. fig. 8) è in senso inverso del caso sopra citato. Si vede che la tensione ai capi di AB è in opposizione con la ten-

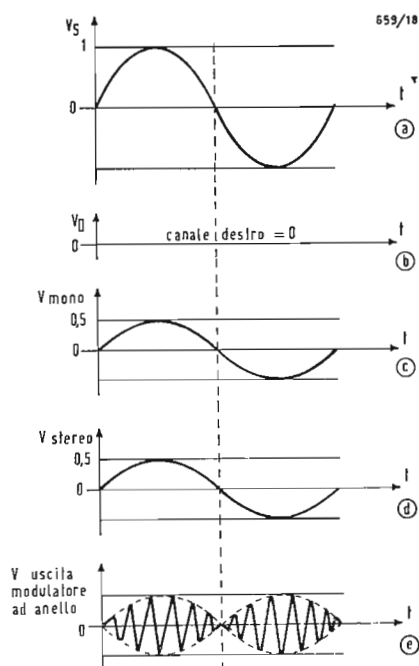



Fig. 11 - Trasmissione del segnale del canale destro; canale sinistro = 0.

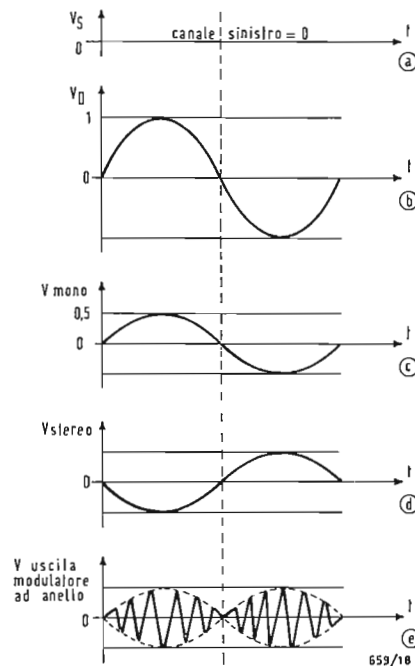



Fig. 12 - La tensione R.F. è presente all'uscita del circuito solo se c'è un segnale di bassa frequenza.

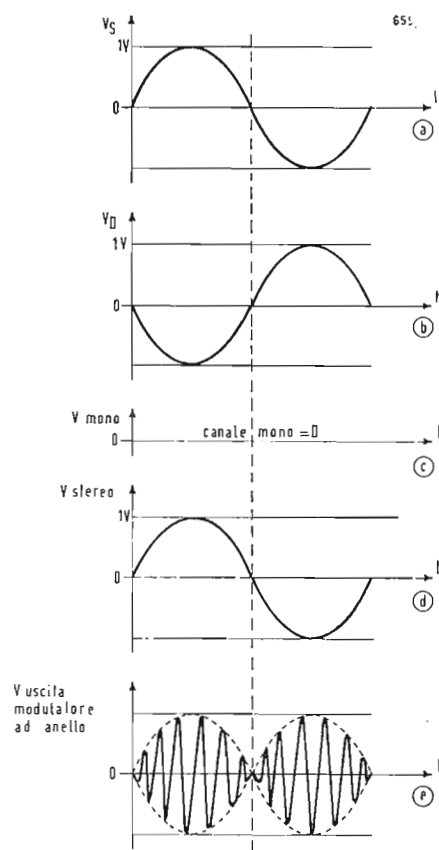



Fig. 13 - Caso di trasmissione di un segnale stereofonico; i due canali sono sfasati tra loro.

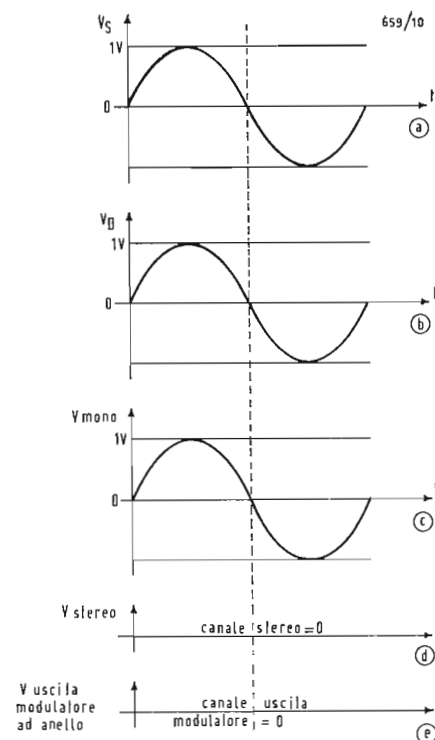



Fig. 14 - Caso di trasmissione di un segnale monofonico; i segnali applicati ai due canali sono rigorosamente identici (fase, tensione e forma).

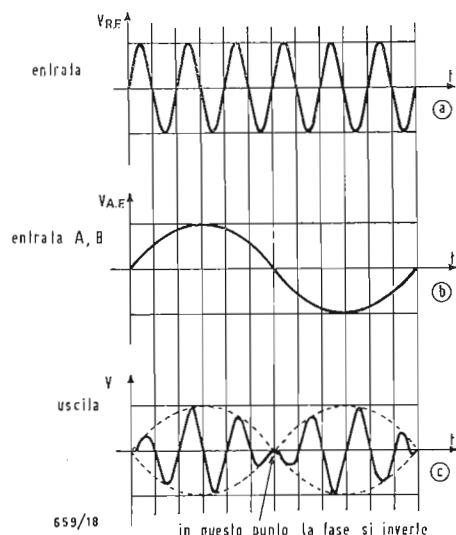



Fig. 10 - Trasmissione del segnale del canale sinistro; canale destro = 0.

sione, che appare ai capi di P_1 e in serie con quella, che appare ai capi di P_2. La conduttività del diodo D_2 aumenta, mentre quella del diodo D_3 diminuisce (all'istante in cui la tensione R.F. si inverte e all'istante preciso in cui il fenomeno passa per lo zero, ci si trova nella condizione di fig. 5). D'altra parte lo stato di non conduzione del diodo D_4 va aumentando, mentre quello del diodo D_1 diminuisce. In conseguenza la corrente nell'avvolgimento S_1 diminuisce, mentre aumenta nell'avvolgimento S_2. Il campo magnetico nel nucleo di T_2 ora cresce nel senso inverso del caso prima esaminato, fino al momento in cui il diodo D_1 comincia a condurre; la tensione quindi aumenta ai capi del secondario in senso inverso del primo caso, fino all'istante in cui la tensione R.F. diventa uguale alla tensione applicata ai capi di di AB.

Si notano allora due proprietà del modulatore ad anello, precisamente:

— la tensione R.F. non può apparire all'uscita che quando si applica una tensione fra A e B;

— l'ampiezza della tensione R.F. è determinata dal valore della tensione applicata fra A e B.

D'altra parte se si inverte la tensione fra A e B, si constata che la tensione alternativa disponibile all'uscita del modulatore ad anello appare in senso inverso dei casi trattati precedentemente, cioè in opposizione di fase (fig. 9). Riassumendo: se si applica una tensione di bassa frequenza fra A e B, la tensione all'uscita del modulatore ad anello risulta contemporaneamente modulata in fase e in ampiezza. Essa non apparirà che quando la tensione a.f. sarà presente (v. fig. 12). La tensione R.F. disponibile durante la modulazione non sarà più una sinusoide, ma una tensione avente una forma complessa, che sarà, se la tensione a.f. è sinoidale, uguale in ogni istante alla somma delle due tensioni sinoidali, le frequenze delle quali sono, per l'una: Frequenza R.F. + Frequenza a.f., e per l'altra: Frequenza R.F. — Frequenza a.f., ossia frequenze corrispondenti alle due bande laterali. Questo punto importantissimo verrà sviluppato ulteriormente.

Il modulatore ad anello deve dunque trasformare il segnale stereofonico in segnale R.F. composto di 38 kHz. Infatti, come si è assicurato in precedenza, il segnale di uscita è costituito solo dalle bande laterali prodotte. Ci sono molti casi da esaminare. Infatti la modulazione può avere molti aspetti:

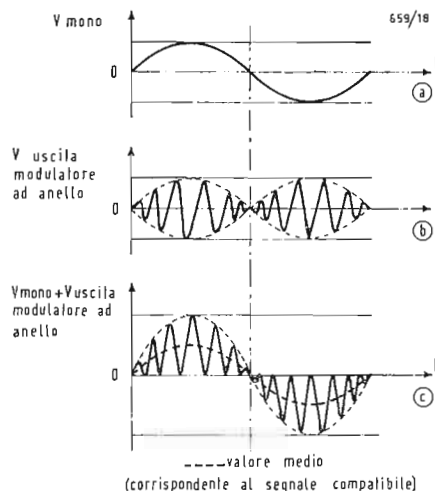



Fig. 15 - Trasmissione del canale sinistro; canale destro = 0.

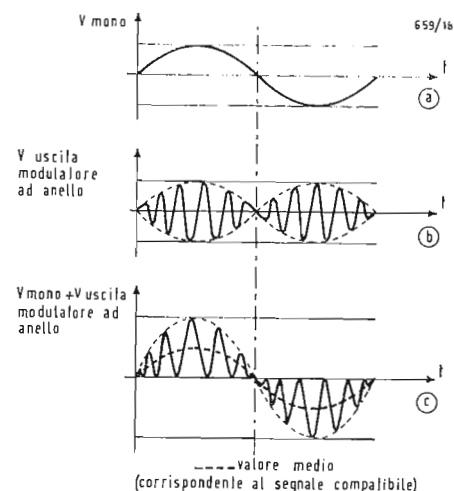



Fig. 16 - Trasmissione del canale destro; canale sinistro = 0.

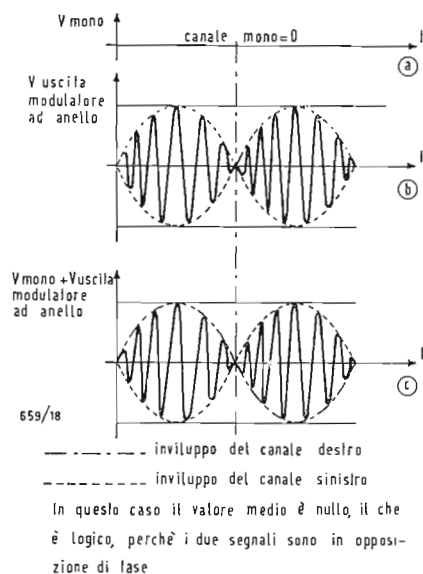



Fig. 17 - Trasmissione di un segnale stereofonico.

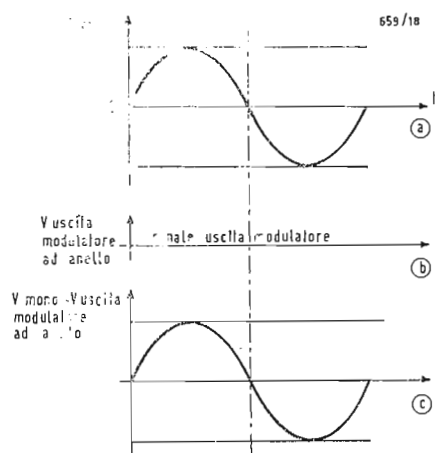



Fig. 18 - Trasmissione di un segnale monofonico.

a) trasmissione di un segnale del canale sinistro; *b*) trasmissione di un segnale del canale destro; *c*) trasmissione di un segnale stereofonico (impiegando naturalmente simultaneamente i canali sinistro e destro); *d*) trasmissione di un segnale monofonico (i canali sinistro e destro sono alimentati in parallelo, cioè da un segnale identico).

Si supponga che il segnale da trasmettere sia sinoidale (1 V di cresta) e che la sua frequenza sia di 400 Hz per esempio. Il segnale all'entrata deve subire delle modifiche nel circuito che deve provvedere a fare la somma $S + D$ e la differenza $S - D$. Per determinare il segnale disponibile all'uscita del modulatore ad anello, è perciò necessario conoscere il segnale modulante, cioè il segnale stereofonico.

a) *Trasmissione del segnale del canale sinistro* (*canale destro* = 0). Esaminando il segnale disponibile all'uscita del circuito di somma e sottrazione, si trova (fig. 10) che V « mono » e V « stereo » sono in fase, e d'altra parte che la tensione massima è la metà della tensione applicata all'entrata. Se si riprende la spiegazione data al principio di questo studio (v. fig. 1) si vede che il segnale è applicato all'entrata ai capi delle resistenze montate in serie parallelo e di valori rigorosamente uguali. Il segnale viene prelevato ai capi di una sola resistenza, ciò che spiega perchè si trova solo la metà della tensione applicata.

b) *Trasmissione di un segnale del canale destro* (*canale sinistro* = 0): vedere la figura 11.

c) *Trasmissione di un segnale stereofonico.* La caratteristica principale di una trasmissione in stereofonia (fig. 13) è lo sfasamento che esiste fra i due canali. Infatti nella vista, la localizzazione di un rumore ci è consentito dalla sensibilità alla fase, dei nostri organi auditivi. In conseguenza se si vuole imitare artificialmente la trasmissione stereofonica, si devono applicare simultaneamente al canale destro e a quello sinistro, segnali identici per forma e frequenza, ma sfasati tra loro.

Per semplificare il ragionamento, si prenda la stessa forma utilizzata in precedenza, cioè una sinusoide di 1 V di cresta, ma con uno sfasamento di 180° tra i canali sinistro e destro; V « stereo » è proprio uguale a 1 2 ($S - D$); infatti si ha $V_S = 0{,}5$ e $V_D = -0{,}5$ (il *meno* proviene dallo sfasamento di 180° tra le due tensioni). Si ha dunque:

V « stereo » = 0,5 — (— 0,5) = + 1 V.

d) *Trasmissione di un segnale monofonico.* In questo caso (fig. 14) i segnali applicati ai due canali sono rigorosamente identici (fase, tensione e forma). Dunque, i segnali sinistro e destro si sommano all'uscita monofonica e si annullano all'uscita stereofonica. Si capisce ora che il sistema è compatibile, perchè quando il trasmettitore irradia monofonia, le informazioni stereofoniche spariscono.

Come si è visto in precedenza, il trasmettitore deve irradiare simultaneamente il segnale *M* (« mono ») e il segnale *St* detto « stereo ». In conseguenza all'uscita del modulatore ad anello si sommano i segnali ottenuti col segnale monofonico.

a) *Trasmissione del canale sinistro* (*canale destro* = 0): vedere la fig. 15;

b) *Trasmissione del canale destro* (*canale sinistro* = 0): vedere la fig. 16);

c) *Trasmissione di un segnale stereofonico:* vedere la fig. 17;

d) *Trasmissione di un segnale monofonico:* vedere la fig. 18. *A*

SISTEMA A FREQUENZE VETTRICI CON 12 CIRCUITI DI CONVERSAZIONE PER L'ESERCIZIO A 2 FILI CON FREQUENZE DISTINTE.
Siemens und Halske Aktiengesellschaft. (91-IF-621)

SISTEMA DI TRASMISSIONE PER COMUNICAZIONI ELETTRICHE DOTATO DI COMPRESSORI ED ESPANSORI DI DINAMICA.
Lo stesso. (91-IF-271)

PROCEDIMENTO PER L'IMPOSTAZIONE DI UN SOPPRESSORE D'ECO PER SISTEMI DI TRASMISSIONE A LARGA BANDA A DISPOSITIVO PER REALIZZARE DETTO PROCEDIMENTO.
Lo stesso. (91-IF-251)

SOPPRESSORE D'ECO PER SISTEMI DI TRASMISSIONE A LARGA BANDA.
Lo stesso. (91-IF-271)

TRASFORMATORE DI ISOLAMENTO A BANDA LARGA.
Zeiss Carl. (91-IF-341)

DISPOSIZIONE DI LINEA DI ALIMENTAZIONE E ANTENNA PER ENERGIA A RADIOFREQUENZA.
Chu Lan Jen. (92-IF-751)

SISTEMA DI TRASMISSIONE PER COMUNICAZIONI ELETTRICHE SPECIE SU PONTI RADIO DOTATO DI COMPRESSORI ED ESPANSORI DI DINAMICA.
Siemens und Halske Aktiengesellschaft. (92-IF-431)

DISPOSITIVO PER COMANDARE AUTOMATICAMENTE IL COMMUTATORE DI UN APPARECCHIO RADIO-RICEVENTE.
Barbarossa Guido. (92-IF-091)

ELEMENTI PREFABBRICATI IN CEMENTO ARMATO CENTRIFUGATO O VIBRATO PER LA COMPOSIZIONE DI SOSTEGNI PER FILI E CAVI AEREI DI QUALUNQUE ALTEZZA E PER QUALUNQUE TIRO IN TESTA.
Coimel costruzione impianti elettrici S.r.l. (92-IF-071)

SISTEMA DI RICEZIONE DI ELEVATA SENSIBILITÀ PER ONDE MODULATE DI FREQUENZA O DI FASE.
International Standard Electric Corporation. (92-IF-231)

PERFEZIONAMENTI AI RICEVITORI RADIO A TRANSISTORI.
Radio Corporation of America. (92-IF-951)

DISPOSITIVO AUTOMATICO A TASTI PER LA TRASMISSIONE DI SEGNALI MORSE DI PREFERENZA PER COMMUTATORI DI PERMUTAZIONE PER LA CIFRATURA E DECIFRATURA.
Slevogt Hans. (92-IF-261)

SISTEMA DI ALLESTIMENTO DI IMPIANTI CITOFONICI, MEZZI DI ATTUAZIONE DI DETTO SISTEMA E IMPIANTI RELATIVI.
Baravalle Piero. (92-IF-981)

PERFEZIONAMENTI NELLE RETI TELEFONICHE INTERNE AD ALLACCIAMENTO MULTIPLO PER ELIMINARE LE INTERFERENZE E LE ASCOLTAZIONI ABUSIVE.
Baron Owsiej. (92-IF-271)

PERFEZIONAMENTO NEI SISTEMI DI EMISSIONE DI SEGNALI ELETTRICI PARTICOLARMENTE PER TRASMISSIONI IN FONIA.
British telecommunication research Ltd. (92-IF-951)

APPARECCHIO STACCATO DAI CIRCUITI TELEFONICI ATTO A RICEVERE E REGISTRARE AUTOMATICAMENTE LE TELEFONATE IN ASSENZA DELL'UTENTE.
Clotet Franquesa e Rodrigues Biosca Remigio. (93-IF-911)

DISPOSITIVO DI CONTROLLO A SATURAZIONE MAGNETICA LOCALE PARTICOLARMENTE PER COMMUTATORI TELEFONICI.
General Telephone Laboratories Incorporated. (93-IF-031)

COMMUTATORE ELETTRONICO.
Lo stesso. (93-IF-541)

PERFEZIONAMENTI NEGLI ARMADI RIPARTILINEE PER USO TELEFONICO.
Giordano Giuseppe. (93-IF-751)

DISPOSITIVO ELETTRICO CAPACE DI SOSTITUIRE LA PERSONA NELLA FORMAZIONE DI NUMERI DI UTENTI TELEFONICI ABITUALI PRESTABILITI SOLO PREMENDO IL TASTO CORRISPONDENTE DANDO PURE LA POSSIBILITÀ DI PARLARE A VIVA VOCE SENZA MANOVRA DI PASSO.
Gnudi Walter. (93-IF-221)

ORGANO ELETTROMAGNETICO DI COMMUTAZIONE IN PARTICOLARE PER TELEFONIA AUTOMATICA.
Hasler S. A. (93-IF-841)

TASTO COMBINATO CON LAMPADA DI SEGNALAZIONE.
Hasler S. A. Werke fur telephonie und prazisionsmechanik. (93-IF-761)

SISTEMA DI SEGNALAZIONE ELETTRICA.
International Standard Electric Corporation. (93-IF-511)

PERFEZIONAMENTI AGLI APPARECCHI DI AUDIO AMPLIFICAZIONE.
Pomper Victor Herbert. (93-IF-741)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER SISTEMI TELEFONICI CHE NEI GRADINI DI SELEZIONE COMANDATA CONTENGONO SELETTORI COMANDATI A MEZZO DI COMPLESSI DI IMPOSTAZIONE.
Siemens und Halske Aktiengesellschaft. (93-IF-181)

TRASDUTTORE ELETTROACUSTICO CON INDOTTO AD ANELLO.
Siemens und Halske Aktiengesellschaft. (94-IF-571)

SISTEMA DI COMMUTAZIONE TELEFONICA A DIVISIONE DI TEMPO DEL TIPO PCM.
Western Electric Company incorporated. (94-IF-921)

APPARECCHIATURA DI CHIAMATA DI ABBONATO.
Western Electric company incorporated. (94-IF-541)

SISTEMA DI INTERPOLAZIONE DELLA CONVERSAZIONE.
Lo stesso. (94-IF-501)

SINTONIZZATORE A TORRETTA PER TELEVISORI.
Baryheard Ascot Ltd. (94-IF-531)

PROCEDIMENTO DI PRESA DI VEDUTE E DI OSSERVAZIONE PROIEZIONE O RICOSTITUZIONE DI IMMAGI NIA COLORI. APPARECCHI DI PRESA DI VEDUTE E DI PROIEZIONE O RICEZIONE PER LA SUA MESSA IN OPERA E LE VARIE APPLICAZIONI DEL DETTO PROCEDIMENTO SEGNATAMENTE ALLA TELEVISIONE.
Celestin William Edmond. (94-IF-391)

PERFEZIONAMENTI NEI RICEVITORI PER TELEVISIONE MUNITI DI UN COMPLESSO DI CIRCUITI PER LA INDICAZIONE DI SINTONIA SULLO SCHERMO DI RIPRODUZIONE.
N. V. Philips Gloeilampenfabrieken. (94-IF-411)

COMMUTATORE ELETTRICO PER APPLICARE IN MODO RAPIDO TENSIONI DI USCITA DIVERSE AD UNA PLURALITÀ DI TERMINALI DI USCITA DIVERSI PARTICOLARMENTE PER APPARECCHI TELEVISIVI.
Lo stesso. (94-IF-201)

Alberto Albertini

Il braccio del pick-up... questo sconosciuto*

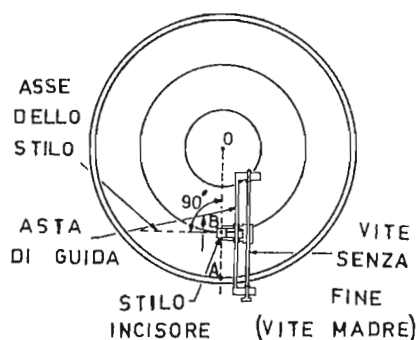



Fig. 1 - Nell'incisione lo stilo, trainato da una vite senza fine, si sposta secondo una retta AO perpendicolare al piano verticale contenente l'asse dello stilo.

CONSIDERATO sempre più come un pezzo di alta precisione, il moderno braccio del fono rivelatore, deve oggi far fronte a molteplici esigenze — spesso contraddittorie — di cui il suo avo dell'epoca dei 78 giri/m non aveva evidentemente cura.
Confinato per lungo tempo ad un ruolo apparentemente modesto, il braccio del fono rivelatore è oggi considerato come una delle maglie più importanti di una catena ad alta fedeltà (Hi-Fi).
A questo titolo esso merita dunque di essere riscattato dall'indifferenza nella quale lo tengono ancora un buon numero di discofili, indifferenza ingiustificata certo, ma la cui origine deve spesso essere ricercata in una mancanza di informazioni.
Per queste ragioni « Toute l'Electronique » si cura di fare il punto su questa interessantissima questione e di presentare ai suoi lettori un « digest » destinato non solamente a far loro meglio conoscere questo componente ma anche a guidarli nella scelta di questo componente la cui importanza — nessuno lo deve ignorare — è capitale in materia di lettura di dischi.

1. - PREMESSA

Data l'ampiezza del soggetto, noi abbiamo limitato il nostro studio a certi aspetti del problema scelti tra i più importanti o i meno conosciuti.
È così che noi tratteremo dell'eliminazione dell'errore di pista e delle conseguenze pratiche che ne derivano, cioè: la forza contripeta e l'equilibrio laterale.
Noi non parleremo dei problemi relativi all'imperniamento (assi di oscillazione) e alle risonanze parassite che, per semplificare la nostra esposizione, supporremo risolti.
Tuttavia, per ciò che concerne l'imperniamento vorremmo ricordare che esiste un certo numero di soluzioni, essendo la più semplice quella che consiste nel far uso di un perno unico il cui principale vantaggio è di confondere in un unico punto gli assi di rotazione orizzontale e verticale del braccio considerato; sfortunatamente un tale sistema genera un movimento di oscillazione del braccio attorno ad un asse definito dal perno e dalla punta di lettura in contatto con il disco, oscillazione dannosa — particolarmente nel caso di una riproduzione stereofonica — e che conviene smorzare con un procedimento meccanico o idraulico.
Questo smorzamento aumenta gli attriti dell'insieme. Attualmente, in vista dell'utilizzazione di fono rivelatori la cedevolezza dei quali o « compliance » è uguale o superiore a 20×10^{-6} cm/dine, si ritorna al procedimento classico dei due assi di oscillazione, l'uno orizzontale, l'altro verticale, realizzato in maniera di presentare il più debole attrito possibile.
Per fare ciò, si utilizzano metodi che fanno richiamo sia a sistemi di aghi (punte) sia a cuscinetti a sfere, sia ancora a coltelli di bilancia (per l'asse orizzontale unicamente). Qualunque sia il procedimento adottato è buona norma che i due assi di imperniamento considerati si incontrino geometricamente: se non fosse così il minimo difetto di perpendicolarità dell'asse verticale darebbe origine a delle spinte laterali essenzialmente variabili in funzione della posizione del braccio di lettura sul disco: questa condizione è evidentemente rispettata in tutti i bracci di qualità. Precisato ciò vediamo intanto quali sono i vari ostacoli che deve vincere un buon braccio per fono rivelatore.

2. - ERRORE DI PISTA E DISTORSIONE DI LETTURA

È utile sottolineare che lo stilo incisore, trascinato da una vite senza fine, si sposta seguendo una retta AO che coincide con il raggio del disco.
La traiettoria dello stilo incisore è dunque costantemente perpendicolare al piano verticale contenente l'asse dello stilo stesso (fig. 1).
Essendo molto sottile il passo dell'incisione è possibile paragonare le differenti spire del disco a delle circonferenze. In queste condizioni si può dire che la perpendicolare al raggio del disco si trova sempre nel piano verticale contenente l'asse dell'incisore.
Affinchè in lettura la punta del fonorivelatore possa ritrovarsi esattamente nelle stesse condizioni, è indispensabile che sia disposto tangenzialmente al solco. Il miglior mezzo per realizzare questa condizione, consiste evidentemente nel fare ricorso a un braccio che permetta alla testa di lettura di spostarsi lungo un raggio del disco (fig. 2a). Di questi bracci ne esistono, e il disegno della fig. 2b non è altro che la rappre-

(*) Tradotto da *Toute l'Electronique*, giugno 1964, n. 286, pag. 237-242.

sentazione di un modello effettivamente commercializzato (Brad Record Company).

Sfortunatamente c'è un ma: in effetti, malgrado la cura usata nel realizzare il dispositivo permettente alla testa di scivolare lungo la sua asta di guida, gli attriti messi così in gioco sono assai importanti e, se non si ha particolarmente cura, è facile deformare l'equipaggio mobile del fono rivelatore, aumentando così in maniera non trascurabile la distorsione di non linearità della testa di lettura utilizzata.

Questa limitazione è fortemente dannosa e non semplifica evidentemente il problema della lettura di registrazioni stereofoniche, le quali reclamano, in effetti, una eguale pressione della punta del fono rivelatore sui due fianchi del solco.

Realizzando attriti minori del braccio tangenziale, il braccio articolato (fig. 3*a*) è un'altra soluzione al problema della tangenza dell'asse del fono rivelatore alle spire successive di un disco. Il disegno mostra chiaramente come, grazie all'azione combinata di due rami di lunghezze ineguali e di quattro articolazioni, il braccio Burne-Yones (fig. 3*b*), perviene effettivamente a presentare la punta lettrice sempre tangenzialmente al solco, in virtù di una certa complessità meccanica ciò è vero [1]. Non di meno, malgrado dei grandi vantaggi reali (possibilità di un errore di pista nullo) questi due tipi di braccio sono utilizzati raramente, ciò soprattutto perchè lo sforzo che richiedono alla testa di lettura per il loro trascinamento, è malgrado tutto molto superiore a quella di un braccio imperniato su di un solo asse verticale. L'inconveniente del braccio di fig. 4 è che la punta di lettura non si sposta più secondo un raggio *AO* ma secondo un arco di cerchio *ABO* di centro *P*. Di conseguenza, il piano verticale contenente l'asse della testa lettrice, non può più essere tangente ai solchi successivi: non può esserlo di fatto che ad uno solo. Per tutti gli altri c'è un errore di pista, la punta del fono rivelatore non si trova più in una posizione identica a quella dello stilo incisore.

Questo errore è definito da un angolo α (fig. 4) tanto più piccolo quanto — per una determinata posizione sul disco — il braccio di lettura è più lungo (fig. 5): in effetti in questo caso l'arco di cerchio *AOB* descritto dal braccio, avente un grande raggio, si avvicina ad un segmento di retta, dunque alle condizioni più vicine a quelle realizzate durante l'incisione del disco. Intanto, per essere veramente efficace, un simile metodo richiede un braccio di lettura molto lungo quindi molto difficile da piazzare.

Abitualmente si preferisce il procedimento che consiste — per ridurre l'errore di pista — nel piegare il braccio secondo un certo angolo β e a far passare l'arco di lettura davanti al centro *O* del disco (fig. 6*a*).

Beninteso un tale sorpasso e un tale angolo compensatore sono determinati dal braccio di lettura utilizzato che ad ogni modo si ha interesse a scegliere il più lungo possibile. Il confronto delle figg. 4 e 6*a*, mostra come, in uno stesso punto *B* della superficie di un disco, l'utilizzazione di un braccio realizzato secondo il procedimento qui sopra esposto, permette di ridurre l'errore di pista (l'angolo α della fig. 4 è in effetti più grande dell'angolo α della fig. 6*a*).

Con questa tecnica, in pratica, si cerca di dare al sorpasso e all'angolo compensatore dei valori tali che l'errore di pista si annulli due volte sulla superficie di un disco e soprattutto sulle spire terminali (fig. 6*b*), al fine di rendere il

[1] Più semplice di questo modello, il braccio articolato Worden, arriva praticamente allo stesso risultato, grazie a una triangoleria che permette di modificare progressivamente l'angolo formato dalla parte anteriore, mobile, contenente il fono rivelatore, e il resto del braccio; e, ciò, in funzione della posizione relativa dell'insieme sul disco.

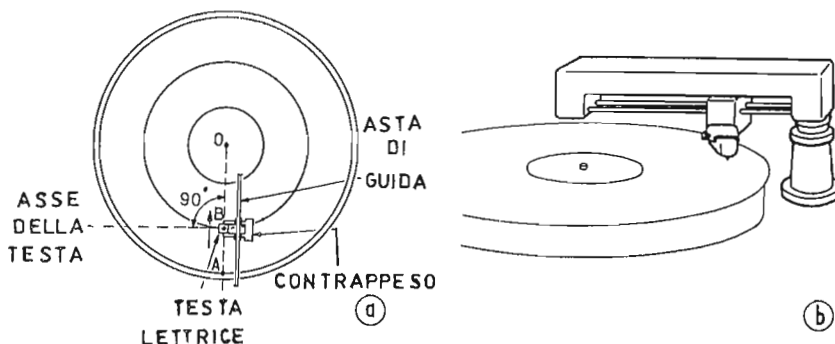



Fig. 2 - Il mezzo più semplice per evitare l'errore di pista consiste nel fare uso di un braccio che permette alla testa di lettura di spostarsi tangenzialmente alle spire del disco (*a*); è ciò che realizza effettivamente il braccio messo a punto dalla Brad Record Company.

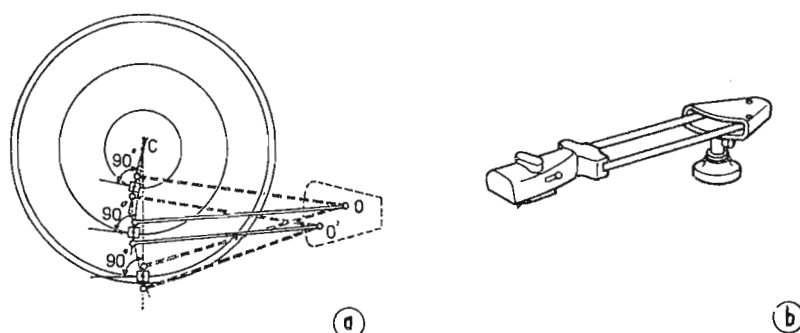



Fig. 3 - La tangenza, ai solchi successivi, può essere egualmente ottenuta per mezzo di un braccio articolato che fa uso di due rami di lunghezza ineguale (*a*) il modello più conosciuto è quello realizzato da BURNE-YONES (*b*).

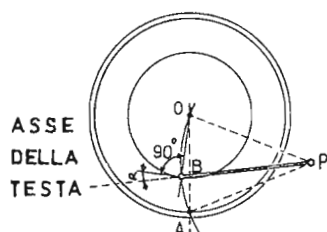



Fig. 4 - Con un braccio classico la punta di lettura non si sposta più lungo un raggio del disco, ma secondo un arco di cerchio *ABO* di centro *P*. In questa maniera la punta di lettura non si trova più nella posizione dello stilo incisore (qui si sarebbe spostato lungo il raggio *AO*) e vi è un errore di pista. Questo errore è definito dall'angolo α determinato dalla tangente al solco e dall'asse della testa fono rivelatrice.

più debole possibile il tasso di distorsione dovuto all'errore di pista. In effetti, questa distorsione — dovuta principalmente all'armonica 2 del segnale letto — essendo proporzionale al quoziente dell'angolo d'errore di pista per il raggio della spira considerata ([2]), si conosce, e ne deriva che si ha tutto l'interesse a stabilire di annullare effettivamente l'errore di pista sulla spira terminale (9 cm di diametro) dei dischi standard, pur cercando di mantenere questo rapporto il più piccolo possibile su tutta la superficie del disco.

3. - LA FORZA CENTRIPETA O SPINTA LATERALE

Giunti a questo stadio dell'evoluzione del fono rivelatore si potrebbe essere soddisfatti se, per colmo di sfortuna, il fatto di compensare l'errore di pista, grazie a un sorpasso e ad un angolo ad hoc, non si traducesse nella comparsa di un fenomeno nuovo e non trascurabile, la spinta laterale.

Precisiamo che questo fenomeno trae origine dall'attrito della punta del fono rivelatore sul disco e si materializza in una forza, applicata alla punta, che tende a spingere il braccio di lettura verso il centro del disco in rotazione. Ne risulta una differenza di spinta sui due fianchi del solco che non deve essere sottovalutata, particolarmente in caso di registrazioni stereofoniche. La applicazione di una controspinta all'equipaggio mobile del fonorivelatore dà luogo a distorsioni supplementari di non linearità.

Riportiamoci allo schema di fig. 7*a* per comprendere come si manifesti questa spinta laterale.

Una forza di attrito *F f*, tangenziale al solco appare a causa della rotazione del disco e dell'appoggio verticale della punta del fonorivelatore. Dato che l'asse congiungente la punta lettrice al punto di imperniamento orizzontale *P* non è tangente al solco, la forza *F f* viene scomposta nella forza *F a* avente direzione *PB* e nella forza *FL* diretta verso il centro del disco. È quest'ultima che determina una maggiore pressione della punta verso il solco interno.

Questa spinta laterale si calcola: essa è funzione della forza di appoggio *A* ([3]), dell'angolo β formato dall'asse della testa lettrice con la retta congiungente il punto di lettura *B* al perno verticale *P* e del coefficiente di attrito *F* esistente tra la punta del fono rivelatore e la superficie del disco, essa ha la forma $Fl = f \times A \times \text{tg}\,\beta$.

Esistono molti sistemi che permettono di annullare questa spinta laterale grazie a forze di compensazione di valore eguale (*Fc*1, *Fc*2, *Fc*3), ma di segno contrario. I loro punti di applicazione e il modo variano secondo il costruttore, noi li abbiamo riassunti nelle figure da 7*b* a 7*c*.

Prima di esaminarle, menzoniamo intanto il sistema — quanto poco ortodosso! — che consiste semplicemente nel rialzare leggermente il punto della tavola di lettura opposto a quello col quale l'ago del fono rivelatore entra in contatto con l'inizio di un disco di 30 cm (in maniera di liberare una componente di peso di valore identico a quello della forza centripeta precedentemente definita e destinata ad annullarla).

Ma ritorniamo agli altri procedimenti e particolarmente a quello utilizzato dal braccio Pritchard (fig. 7*b*). Qui la forza di compensazione della spinta laterale, *Fc*1 è fornita da un piccolo peso calibrato tirante il braccio verso l'esterno, per mezzo di un filo — passante in una gola di rinvio — e prendente appoggio su un braccio di leva solidale con la

([2]) Il tasso di distorsione è definito nella maniera seguente:

$$td\,(\%) = \frac{\omega\, A\, \alpha}{\Omega\, R} \times 100 \text{ (incisione laterale)},$$

con ω = pulsazione del segnale letto; A = ampiezza dell'incisione; α = angolo d'errore di pista (costituito dalla tangente al solco e dall'asse del fono rivelatore); R = raggio del solco (in cm).

([3]) Per forza di appoggio si intende il peso della punta sul disco (*N. d. T.*)

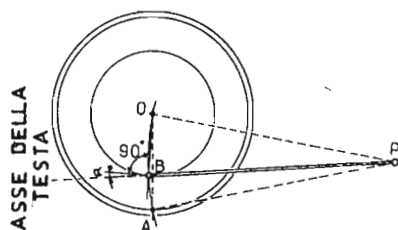



Fig. 5 - L'errore di pista (angolo α) è tanto più piccolo per una determinata posizione sul disco (punto *B*), quanto il braccio di lettura è più lungo. In questo caso, in effetti, il braccio descrive un arco di cerchio *ABO* che si avvicina maggiormente ad una retta.

[4] Questo è effettivamente il caso, essendo questo braccio studiato per ricevere la sola testa F 7 di Fairchild utilizzata con una forza d'appoggio determinata.

gabbia interna del giunto cardanico. Due punti di agganciamento sono previsti sul braccio di leva, corrispondenti a due regolazioni della forza di appoggio.

Nel caso del braccio SME (fig. 7*c*) il metodo utilizzato è similare, salvo in ciò che concerne il punto di applicazione della forza di compensazione *Fc*2. In effetti il braccio di leva è questa volta disposto dietro l'asse verticale, la potenza di rinvio del filo al quale è sospeso il peso compensatore, si trova situata sulla sinistra del braccio di lettura.

Essendo questo un modello universale che può essere usato con fono rivelatori richiedenti forze d'appoggio molto diverse, il piccolo braccio di leva è munito di numerosi ancoraggi del filo, ancoraggi che corrispondono a delle variazioni di 0,5 g della forza di appoggio.

Conviene dunque utilizzarlo in stretta concordanza con la pressione della punta di lettura sul disco.

Con il braccio Fairchild (fig. 7*d*) la soluzione è leggermente diversa anche se tende a produrre un effetto identico. Difatti, la forza di compensazione *Fc*3 è fornita da una molla a spirale solidale con l'asse verticale del braccio, e respingente quest'ultimo verso l'esterno.

Meccanicamente più seducente degli altri due procedimenti, questa soluzione presenta tuttavia due piccoli difetti: la forza di compensazione è suscettibile di variazioni molto leggere in funzione della posizione del braccio; d'altra parte, non essendo prevista alcuna regolazione del dispositivo, ciò fa supporre, che la forza di appoggio è sempre la stessa [4].

Per terminare noi arriviamo alla soluzione realizzata nel braccio Bang e Olufsen (fig. 7*c*) e che, da parte nostra, consideriamo come la più ingegnosa e la più meccanica. Effettivamente grazie a una inclinazione dei due assi di imperniamento orizzontale e verticale, la molla utilizzata per la determinazione della forza d'appoggio è sfruttata per creare nello stesso tempo, la forza di compensazione *Fc*4 della spinta laterale, impedente al braccio di scivolare verso il centro del disco.

4. - PERPENDICOLARITÀ DELLA PUNTA LETTRICE

Nei bracci classici, si constata abitualmente che l'asse di imperniamento verticale, è perpendicolare alla parte dritta principale del braccio (fig. 8*a*).

Altri bracci, al contrario, sono caratterizzati dal fatto che questo asse di imperniamento è perpendicolare al piano di simmetria delle cellule fono rivelatrici (fig. 8*b*). Perchè queste differenze? Quali ne sono le ragioni pratiche? È a ciò che noi cercheremo di rispondere. Consideriamo innanzitutto il braccio della prima categoria, la cui disposizione dell'asse di imperniamento verticale corrisponde a quella della grande maggioranza dei modelli esistenti.

Riportandoci alla cartuccia della fig. 8*a* è agevole rendersi conto che, quando il braccio è perfettamente parallelo al piatto giradischi (in *A*), il piano verticale della cellula fono rivelatrice è effettivamente perpendicolare a quest'ultimo.

Intanto, se per una ragione o un'altra questo parallelismo viene distrutto — il caso più tipico è quello della pila di dischi sul piatto (in *A'*) di un apparecchio funzionante con cambiadischi automatico — questo piano non è più lo stesso; in effetti, dato l'angolo di curvatura del braccio, destinato alla compensazione dell'errore di pista, il piano verticale della cellula fono rivelatrice cessa di

[5] Non bisogna tuttavia dimenticare che se questo dispositivo permette di mantenere effettivamente la punta lettrice — vista dal davanti del fono rivelatore — perpendicolare alla superficie del disco, per contro l'angolo di attacco di quest'ultimo, è chiamato a variare in larghi limiti e soprattutto se la pila dei dischi è importante. Sapendo a qual punto una diminuzione tra l'angolo di taglio dello stilo incisore e l'angolo di lettura di un fono rivelatore può essere causa di distorsioni (seconda armonica e intermodulazione) non ci si può che domandare ove risieda l'interesse di utilizzare un cambiadischi classico in una installazione Hi Fi, questa osservazione non si applica evidentemente a quei modelli perfezionati che non permettono di avere più di un disco per volta sul piatto. (T.D. 224 THORENS).

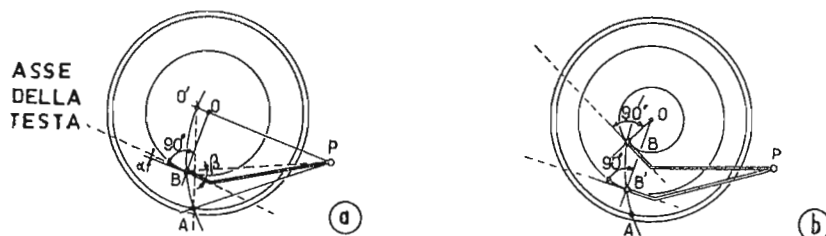



Fig. 6 - Piegando il braccio secondo un certo angolo *B* e facendo passare l'asse di lettura davanti al centro del disco, è possibile conciliare i vantaggi di un braccio corto (ingombro) e quelli di un errore di pista ridotto (*a*). In pratica si dà al braccio un sorpasso e un angolo compensatore tali che l'errore di pista possa essere annullato due volte sulla superficie del disco e particolarmente sulla spira terminale (*b*).

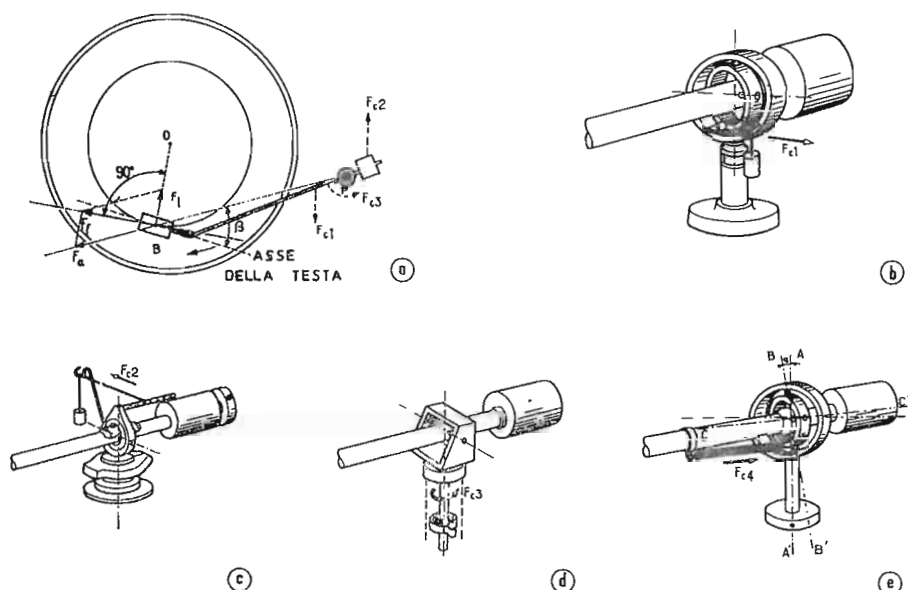



Fig. 7 - Tenuto conto della rotazione del disco e dell'appoggio verticale della punta lettrice su quest'ultimo, un attrito F.f. appare diretto tangenzialmente al solco. Esso si scompone in due elementi: una forza F_a diretta secondo la retta congiungente il perno P e la punta lettrice B; una forza F_l diretta verso il centro e premente la punta lettrice sul fianco interno del solco (*a*). Questa forza è denominata spinta laterale. La si combatte in diverse maniere: sia per mezzo di un piccolo peso che tira il braccio verso l'esterno (*b*), è la soluzione PRITCHARD. Questo piccolo peso può avere il suo punto di applicazione disposto in varie maniere (*c*): caso del braccio S.M.E. Si può egualmente fare uso di una molla a spirale solidale con l'asse verticale (*d*) in maniera da respingere il braccio verso l'esterno (FAIRCHILD) o ancora dare agli assi di imperniamento verticale e orizzontale (rispettivamente *BB'* e *CC'*) una leggera inclinazione in maniera che la molla che serve a stabilire la forza di appoggio, serve nello stesso tempo a compensare la forza centripeta (BANG e OLUFSEN).

essere perpendicolare e s'inclina di tanto più che il braccio si trova sollevato. Al contrario, col braccio della seconda categoria (fig. 8*b*) gli stessi fenomeni non rischiano di prodursi poichè l'asse di imperniamento verticale, essendo perpendicolare al piano di simmetria della cellula fono rivelatrice, la punta lettrice di quest'ultima dimora in permanenza in un piano ortogonale alla superficie del piatto, qualunque sia la posizione in altezza del braccio ([6]). Questi problemi, noi l'abbiamo visto, interessano per primo capo i cambiadischi automatici — in ragione della variazione dell'altezza della pila di dischi. Nondimeno, non bisogna lasciar passare inosservati gli utilizzatori di giradischi classici muniti di un dispositivo di regolazione in altezza. In quest'ultimo caso a condizione di utilizzare un braccio della seconda categoria (fig. 8*b*), un difetto di parallelismo tra il braccio e il piatto giradischi — fenomeno più frequente di quanto non si creda — non si traduce più in una mancanza di perpendicolarità della punta lettrice nel solco, causa di numerose distorsioni: possano i costruttori intenderci e generalizzare una tale tecnica.

5. - L'EQUILIBRIO LATERALE

Uno dei legittimi argomenti di meraviglia dei non iniziati, è l'attitudine di certi bracci per fono rivelatori a leggere normalmente un disco, anche quando la tavola è inclinata in una maniera spettacolare, a 45 o a 90°, vedere la testa disposta in basso!

Riflettendo, simili prestazioni si rivelano meno straordinarie di quanto non possa sembrare a prima vista, dato che esse provengono da una semplice geometria di costruzione che permette di condurre il centro di gravità dell'insieme, braccio fono rivelatore, al punto di intersezione degli assi di imperniamento orizzontale e verticale. Ciò non è d'altronde per il solo piacere di disporre di un braccio di fono rivelatore capace di leggere un disco sotto qualsiasi angolo di inclinazione, che certi costruttori si sforzano di realizzare questa giudiziosa ripartizione di massa: se essi procedono così è soprattutto al fine di ottenere un braccio in stato di equilibrio indifferente, in assenza di appoggio verticale, ed evitare così che un difetto di orizzontalità del piatto giradischi non eserciti sull'equipaggio mobile del fono rivelatore — avendo per intermediario il braccio di lettura — delle spinte meccaniche dannose.

È dunque una precauzione molto lodevole che non può essere altro che benefica in ciò che concerne le prestazioni braccio-testa di lettura. Esaminiamo i

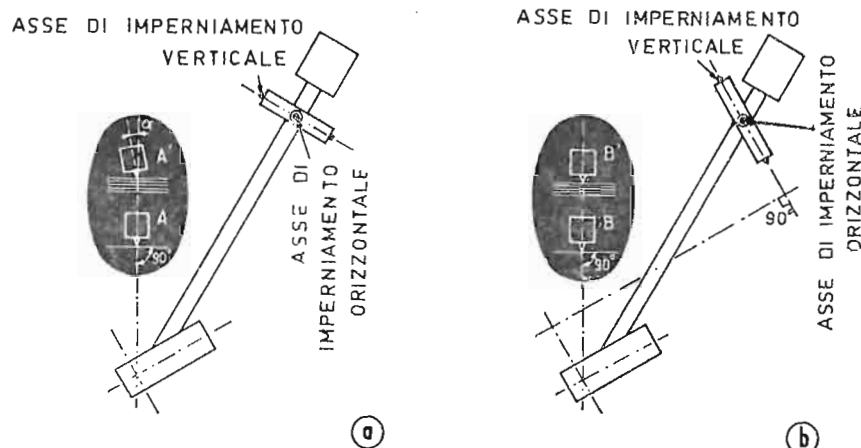



Fig. 8 - Se l'asse di imperniamento verticale è perpendicolare alla parte retta principale del braccio, la verticalità del piano della cellula fono rivelatrice è compromessa (*a*, *A* e *A'*) dalla regolazione in altezza del braccio di lettura (caso tipico di un cambiadischi automatico). Ciò non avviene più quando quest'asse di imperniamento è perpendicolare al piano di simmetria della capsula fono-rivelatrice, poichè così la punta lettrice resta in un piano ortogonale alla superficie del piatto, qualunque sia la posizione in altezza del braccio (*b*, *B* e *B'*).

differenti mezzi che possono essere utilizzati per pervenirvi.
È evidentissimo che in un braccio classico, il centro di gravità dell'insieme si trova spostato sulla sinistra. Essendo il centro di gravità lontano dal punto di intersezione degli assi di imperniamento, il braccio di lettura si trova allora squilibrato lateralmente, da qui la necessità di un dispositivo annesso (o ancora di un'astuzia di costruzione) per ristabilire questo equilibrio laterale. Tali dispositivi — è opportuno segnalarlo — sono estremamente diffusi e sono rari i bracci di lettura di qualità che non ne sono provvisti. Tuttavia, il loro aspetto e il loro principio leggermente differente da un costruttore all'altro, viene da noi riassunto nelle figure 9 e 10 a partire dalle quali si possono definire tre grandi categorie.

Ci sono innanzitutto i bracci che si basano su di un piccolo contrappeso annesso. Il più conosciuto tra questi è certamente l'SME (fig. 9*a*) che, grazie ad un peso ausiliario infilato su di una asta disposta lateralmente, permette effettivamente di condurre il centro di gravità dell'insieme al punto di intersezione degli assi di imperniamento.
Questo stesso principio messo in opera in una maniera diversa si ritrova nel braccio Rek-o-Kut (fig. 9*b*) e Grado (fig. 9*c*); questi due modelli, come i due precedenti del resto, permettono di regolare l'equilibrio laterale in una maniera molto precisa, grazie ad un piccolo contrappeso aggiustabile.
Anche il braccio Bang e Olufsen si basa sugli stessi principi con la sola differenza che il contrappeso è costituito dalla vite di bloccaggio del contrappeso

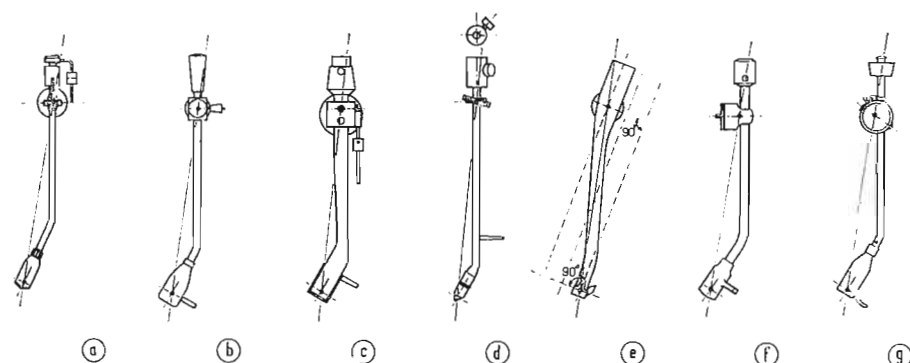



Fig. 9 - Profili di alcuni bracci tra i più conosciuti: *a*) S.M.E.; *b*) Rek-o-kut; *c*) Grado; *d*) Ban et Olufsen; *e*) Weathers; *f*) Empire; *g*) Thorens. Tutti questi modelli sono costruiti in maniera che il centro di gravità dell'insieme braccio, testa di lettura, si trovi al punto di intersezione degli assi di imperniamento orizzontale e verticale: è così che è ottenuto l'equilibrio laterale, permettendo di avere un braccio in stato di equilibrio indifferente in assenza dell'appoggio verticale.

Fig. 10 - In questi modelli, l'equilibrio laterale è ottenuto per mezzo di un artificio di costruzione che permette tra le altre cose di far passare il piano di simmetria verticale dell'insieme nella parte rettilinea del braccio. Beninteso, il centro di gravità di questi bracci è situato nel punto di intersezione dei due assi di imperniamento: *a*) PRITCHARD; *b*) DUAL; *c*) JOBO.

principale, vite che conviene disporre a 45° per ottenere l'effetto ricercato.

Nei bracci appartenenti alla seconda categoria, l'equilibrio laterale è ottenuto in una maniera leggermente diversa, il più caratteristico di essi è il Weathers (fig. 9*e*): in questo modello, l'equilibratura è ottenuta disponendo l'asse orizzontale perpendicolare all'asse del fono rivelatore e dando al braccio una forma tale che le masse del fono rivelatore e del contrappeso, siano disposte simmetricamente in rapporto alla retta congiungente il centro del braccio, alla punta lettrice e all'asse verticale.

Una variante di questo principio è data dal braccio EMPIRE e THORENS (fig. 9*f* e 9*g*); tutti e due risolvono il problema dell'equilibrio laterale disponendo l'asse verticale leggermente al di fuori del piano di simmetria contenente la porzione rettilinea del braccio.

Così facendo, essi permettono di condurre il centro di gravità dell'insieme nella prossimità immediata del punto di intersezione degli assi di imperniamento, quindi di rendere il braccio insensibile a una mancanza di orizzontalità eventuale del piano di lettura.

Aggiungiamo che un tale artificio di costruzione rende inutile l'impiego di un dispositivo speciale di regolazione dell'equilibrio laterale, il quale è realizzato automaticamente, e con una approssimazione sufficiente, a condizione che il peso del fono rivelatore utilizzato sia contenuto entro i limiti indicati dal costruttore.

Citiamo infine i bracci della terza categoria (fig. 10), i quali non hanno apparentemente niente di particolare eccetto forse il fatto che il supporto amovibile della cartuccia si trova piazzato con l'angolo ottimo destinato alla compensazione dell'errore di pista, all'estremità di una porzione di braccio perfettamente rettilinea. Come ci si può rendere conto dal disegno questi bracci sono costruiti in una maniera identica e hanno il supporto riportato sulla retta in maniera che il centro di gravità dell'insieme (cellula più braccio) passi effettivamente nei punti di intersezione degli assi di imperniamento.

Di conseguenza il piano di simmetria non si trova più spostato dall'asse. Precisiamo intanto che per ottenere un equilibrio totale, è indispensabile che la capsula fonorivelatrice si trovi centrata nell'involucro, ciò rischia di sollevare qualche problema dal punto di vista di ricerca dell'errore di pista minimo ([6]). Comunque le approssimazioni che si realizzano con questo sistema, anche se non permettono di leggere un disco con un'inclinazione spettacolare, assicurano al braccio del fonorivelatore delle caratteristiche tutt'altro che trascurabili.

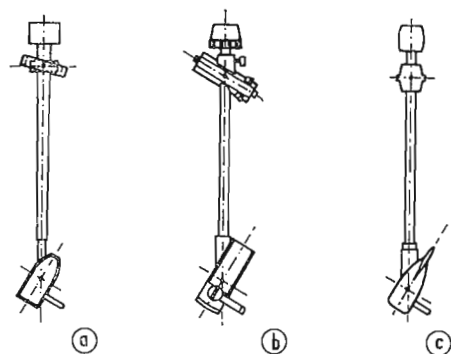
6. - CONCLUSIONI

Al momento decisivo della scelta non c'è alcun dubbio che alcuni elementi debbano essere considerati come i più importanti. Siccome abbiamo particolarmente insistito sul dispositivo di compensazione della forza centripeta e dell'equilibrio laterale, ci sembra tuttavia opportuno ricordare, di nuovo, che è assolutamente indispensabile che un moderno braccio di lettura ne sia munito.

Se per l'equilibrio laterale il problema non si pone praticamente più (tutti i bracci recenti sono studiati per rispondere a questa esigenza) non si può dire la stessa cosa per la compensazione della forza centripeta poichè gli esempi citati nella fig. 7 sono i soli, a nostra conoscenza, ad essere oggi effettivamente messi in commercio.

In questo campo, esiste un'evidente deprecabile mancanza che tutti i costruttori seri si devono imporre di riparare in un prossimo avvenire. Noi sappiamo che alcuni tra di essi ([7]) studiano questo problema molto da vicino, quanto agli altri, noi speriamo che la legge della domanda li obbligherà a considerare la questione con più attenzione, tant'è vero che nell'epoca della stereofonia, un buon braccio di lettura non potrà non essere munito di questo perfezionamento indispensabile.

Per ciò che concerne il resto (imperniamento, equilibratura e masse del braccio) ci sarebbe ancora molto da dire. Può essere che noi avremo un giorno l'occasione di ritornare su questo argomento. Comunque sia non si perderà di vista il fatto che il braccio dovrà essere scelto il più lungo possibile e ci si dovrà assicurare che gli assi di imperniamento riducano gli attriti alla loro più semplice espressione; infine, non si dimenticherà che il braccio dovrà essere alleggerito al massimo di modo che il suo momento di inerzia sia molto piccolo (per tener conto di deformazioni verticali o di un'eccentricità accidentale del disco).

Ciò condanna evidentemente tutti i modelli di massa notevole, i quali hanno il doppio difetto di maltrattare gli equipaggi mobili molto sensibili e di funzionare più come « sismografi » che come bracci di lettura ! Certe anomalie di distorsione ed usura delle cellule, certi rombi (rumble) intempestivi e inspiegabili, non devono del resto essere cercati altrove. Sfortunatamente, pochi costruttori — e non dei minori — se ne curano attualmente. Si tratta di una cosa la cui importanza è capitale e di cui converrà tener conto se si vogliono evitare delle sorprese e dei dispiaceri nell'avvenire. *A.*

([6]) In effetti, quando si centra la capsula, la punta lettrice può facilmente non essere alla distanza ottima dell'asse del piatto giradischi obbligando così ad avanzare o retrocedere l'insieme del braccio.

([7]) THORENS particolarmente che prevede l'adozione di un tale dispositivo nel suo braccio. (B.T.D. 12 S).

dott. ing. Antonio Calegari

Un passo avanti verso la purezza del suono*

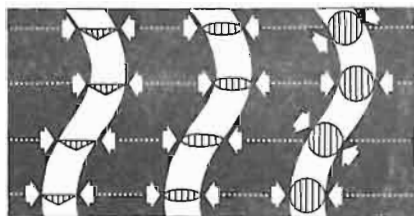



Fig. 1 - Triangolare, ellittico, conico.

Fig. 2

(*) Rielaborato da *Audio*, luglio 1964, pag. 33.

Il suono fornito dalla nuova cartuccia V15 Stereo Dynetic Shure è unico. L'unità contiene finezze altamente accurate di progetto e di costruzione che vengono considerate « oltre lo stato attuale della tecnica » riferendoci all'estate 1963.

Le caratteristiche di funzionalità e i principi di progetto della V15 sono argomenti fondamentali anche per i tecnici. Probabilmente essi non possono essere pienamente apprezzati da chiunque non sia un audiofilo intenditore, tuttavia il suono è tale che l'uditore critico, con o senza cognizioni tecniche, può apprezzare la notevole entità della superiorità di ricreazione della musica da parte della V15. Essa viene fabbricata in piccole quantità e a motivo delle tolleranze incredibilmente strette e dei controlli tecnici singolarmente rigidi adottati, non è economica. La perfezione non c'è mai.

1. - La puntina ellittica biradiale.

La caratteristica principale è che la puntina della V15 ha due raggi... da cui la denominazione di biradiale. Uno è un raggio relativamente grande nel piano frontale di 22,5 μ, mentre i raggi di lavoro *di contatto* su ciascun *lato* della puntina sono incredibilmente sottili essendo di 5 μ. Sarebbe impossibile ridurre a queste dimensioni di microminiatura il raggio di contatto di una puntina convenzionale sferico-conica, senza assoggettare l'intera puntina a toccare il fondo del solco del disco.

Lo stilo Shure ellittico biradiale a motivo del suo grande raggio frontale di 22,5 μ non può andare in fondo..., come ognuno sa, il toccare il fondo produce il rumore di granulosità della limatura e della polvere statica che in pratica non può essere eliminato dalla sagomatura dei solchi del disco.

2. - Riduzione della distorsione di trascinamento.

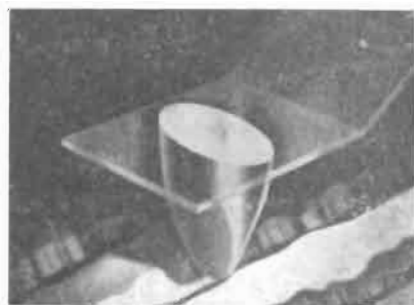
Il primo obiettivo per la riproduzione ben fatta del suono è far sì che lo stilo riproducente si muova esattamente nello stesso modo con cui si muove lo stilo incisore a forma di cuneo quando produce il disco matrice. Ciò non può essere ottenuto con una puntina sferico-conica, perchè i punti di tangenza (o punti di contatto fra i solchi del disco e la puntina) variano continuamente. Questo effetto si manifesta come una distorsione di trascinamento (talvolta chiamata « distorsione interna del solco »). Si noti nella figura 1 come i punti di tangenza (frecce) della puntina biradiale ellittica rimangano relativamente costanti grazie ai raggi molto piccoli di 5 μ di contatto laterali.

La puntina Shure biradiale riduce decisamente un altro problema in riproduzione noto come « effetto pinch ». Come gli audioamatori sperimentati sanno, i solchi del disco diventano via via più larghi quando lo stilo incisore piatto a forma di scalpello cambia direzioni (cioè 440 Hz ad una nota pura centrale « A », fino a 20 kHz in certi sovracuti).

Una puntina conico-sferica ordinaria leggendo la porzione superiore delle pareti del solco tende a cadere dove il solco diviene più largo e a risalire quando il solco si stringe. Poichè le puntine e le cartucce stereo hanno entrambe le funzioni verticale e orizzontale, questo infelice e indesiderato moto di su e giù crea una distorsione di seconda armonica. La nuova puntina Shure ellittica biradiale, d'altra parte, percorrendo un solco del disco si comporta come nella foto. Si nota che anche se esso ha una faccia frontale larga con un raggio nel piano frontale di 22,5 μ e misuri 30 μ trasversalmente nel punto di contatto col solco, i raggi sul lato piccolo o di contatto sono solo di 5 μ. Ciò si adatta alla configurazione della puntina di incisione e perciò la punta Shure non è soggetta alle escursioni su e giù del cosidetto « effetto pinch ».

3. - Simmetria, tolleranza e montaggio sono ultra critici.

Francamente, una puntina ellittica biradiale, come desiderabile, presenta una difficoltà di costruzione tale che è quasi impossibile fabbricarla *esattamente*. Il diamante, come si sa, è il più duro dei metalli... col numero 10 sulla scala delle durezze del Mohs. Una cosa è fare un semplice cono di diamante, ma è tutt'altra fare uno stilo biradiale *perfettamente* simmetrico con tolleranze sufficientemente strette, precisamente entro un decimillesimo di pollice.

La Shure ha sviluppato tecniche di controllo, forma, dimensioni e tolleranze esatte della puntina di diamante. Si

tratta di un processo singolarmente preciso... unico nell'industria delle cartucce di alta fedeltà. Se queste tecniche di controllo e misure di sicurezza non fossero usate, potrebbe risultare una configurazione ellittica imperfetta e si farebbe più danno che bene sia al disco, sia al suono.

4.- La V-15 è una capsula a 15°.

L'angolo effettivo di 15° è stato recentemente il soggetto di varie comunicazioni agli audioamatori da parte della Shure. Esso si conforma all'effettivo angolo di 15° di incisione proposto dalla R.I.A.A. e dall'E.I.A. ed attualmente adottato dalle maggiori compagnie produttrici di dischi, e perciò rende minima la distorsione di trascinamento.
Le caratteristiche principali, allora, della V15 sono la puntina ellittica biradiale Shure, le singolari tecniche di controllo di qualità e le norme concepite per produrre una perfezione di puntina simmetrica, e l'angolo di trascinamento di 15°. Esse concorrono a ridurre l'intermodulazione e la distorsione armonica a valori bassi mai conosciuti. Infatti la distorsione (alle normali velocità di riproduzione dei dischi è minore del livello del rumore relativo del disco campione più fine e degli strumenti di misura di laboratorio!
Nelle prove di ascolto estensive la V15 è risultata molto buona anche per la sua capacità di adattamento al disco. Sostanzialmente è risultata capace di riprodurre i più difficili passaggi profondamente modulati ad una forza minima di 3/4 di grammo (nel braccio Shure-SME). L'intera V15 è soggetta a controlli di qualità e a misure di ispezione, che assicurano la reliabilità nello spazio e nel tempo.

Alluminio lavorato con precisione e un ricettacolo di plastica ultrastabile fissano la puntina. Un esatto allineamento è assicurato in ogni particolare interno e nel montaggio.

Uno schermo in mumetal antironzio circonda le bobine sensibili. La V15 è un dispositivo a magnete mobile brevettato, una cartuccia per l'intenditore in ogni particolare.

5. - Caratteristiche.

Le caratteristiche fondamentali sono quelle che vi aspettate da una primaria cartuccia Shure: risposta a 20 Hz a 20 kHz; 6 mV di uscita; oltre 25 dB di separazione; complianza $25 \cdot 10^{-6}$ dine; peso di trascinamento 3/4 di grammo; impedenza 47 kΩ; induttanza per canale 680 mH; resistenza 650 Ω. Puntina biradiale di diamante: raggio frontale 22,5 μ (0,0009 pollici), raggi dei contatti laterali 5 μ (0,0002 pollici), larghezza tra i punti di contatto 30 μ (0,0012 pollici). *A.*

Generatore sinusoidali a transistori da 10 Hz a 1 MHz

(segue da pag. 545)

una variazione della frequenza un po' superiore a 1 : 10. Con ciò si arriva ad un buon ricoprimento delle singole bande.

Per compensare lo sfasamento dell'amplificatore, provocato in alta frequenza dalle capacità dei transistori e del cablaggio, si è shuntata con un condensatore la resistenza di controreazione sull'emettitore del secondo transistore. In tal modo si ottiene che anche alle massime frequenze non si abbia una diminuzione dell'ampiezza in uscita. Nella tabella sono riassunti i valori più importanti misurati in un prototipo del generatore.

Il generatore può essere alimentato sia con batterie sia con l'alimentatore illustrato nella fig. 3. Con l'alimentazione a batterie è utile aumentare la controreazione per mezzo del potenziometro da 100 Ω fino a che la tensione massima in uscita vale 2 V, in modo da evitare una diminuzione della tensione in uscita, dovuta ad una diminuzione della tensione della batteria che porta ad un restringimento del campo di regolazione. Anche se la frequenza e l'ampiezza della tensione generata non variano in modo sensibile al variare della tensione di alimentazione entro il ± 15%, si è ritenuto utile stabilizzare l'alimentatore mediante un circuito di stabilizzazione in serie. Ciò si è fatto sopratutto al fine di mantenere bassa la resistenza interna dell'alimentatore; altrimenti sarebbe stato necessario inserire, per la basse frequenze, un condensatore di carica di capacità eccessivamente alta. Con la stabilizzazione si ottiene inoltre una buona attenuazione del ronzio che è quindi quasi assolutamente assente anche nella tensione in uscita. *A.*

DATI TECNICI

Campo di frequenza = 10 Hz ÷ 1 MHz in 5 bande; Tensione massima in uscita = 2,5 V_{eff}; Variazione della tensione in uscita in funzione della frequenza da 10 Hz ad 1 MHz ≤ ± 0,5 dB; Massima potenza in uscita = 6 mW; Resistenza interna < 170 Ω; Tensione di alimentazione = 24 V ± 15%; Assorbimento di corrente a 24 V = 29 mA; Assorbimento di potenza in c.a. = 5,5 VA; Massima temperatura ambiente < 65° C.

Valori misurati con alimentazione a batteria ed f = 1 kHz.

Fattore di distorsione 0,5%; Variazione della frequenza in funzione della temperatura < $0,5 \cdot 10^{-6}$/°C; Variazione della tensione in funzione della temperatura < $0,5 \cdot 10^{-3}$/°C; Variazione della frequenza in funzione dell'alimentazione < $0,5 \cdot 10^{-4}$/V; Variazione della tensione in funzione dell'alimentazione < $0,5 \cdot 10^{-3}$/V.

0602 – *Sig. G. Venturini – Firenze.*

D. Vorrei montare l'amplificatore a carico catodico totale da 8 W, descritto su « Alta fedeltà » 1959, pag. 239-245. Desidererei sapere, la distorsione totale armonica.
Vorrei modificare l'alimentatore avendo la possibilità di bobinare i trasformatori; vorrei usare al posto della raddrizzatrice e del raddrizzatore al selenio, dei diodi al silicio (preferibilmente Telefunken). Desidererei lo schema dell'alimentazione con diodi al silicio, fornito delle tensioni e delle correnti necessarie, onde poter calcolare il trasformatore di alimentazione, tenendo presente che non interessa alimentare radio e preamplificatore.
Prima di acquistare un T.U. Partrige, vorrei tentarne la costruzione utilizzando i lamierini del trasformatore Geloso 5431 della serie HF.
È possibile adattarlo all'amplificatore suddetto modificandone le caratteristiche, numero delle spire, sezione del filo, eventuale nuova disposizione degli avvolgimenti, ecc.?
Mi sembra conveniente eliminare l'avvolgimento della controreazione, in quanto l'impedenza secondaria che mi occorre per adattarla all'altoparlante è di 15 Ω, non mi interessano altre impedenze di uscita.

R. 1) La distorsione armonica non dovrebbe superare l'1 % a 8 W. 2) Sconsigliamo di sostituirle l'E281, per la difficoltà di reperire diodi al silicio che forniscano 390 V c.c.
È invece possibile adottare un diodo al silicio OA210 al posto del raddrizzatore a ponte. Lo schemino relativo è qui riportato. *a*) La corrente alternata per la quale deve essere calcolato deve essere di 0,5 A eff. *b*) La resistenza di protezione $R = 4\,\Omega$ può essere omessa se la resistenza del secondario più quella riportata del primario supera o eguaglia 4 Ω.
3) Non riteniamo conveniente costruire un nuovo trasformatore usando quei lamierini. La costruzione di un T.U. per alta fedeltà sembra facile, ma è invece piena di difficoltà, per superare le quali occorrono costosi accorgimenti che giustificano i prezzi altissimi di detti T.U. (per es. vedi Acrosound fra i più quotati). *(a.f.)*

0603 – *Sig. G. Fariselli – Ravenna.*

D. Riferendomi al preamplificatore descritto nel n. 3 del 1963 de « *l'antenna* », desidero sapere:
1°) i valori dei componenti la controreazione selettiva del 1° stadio EF86 (che sostituirò con una EF804 di migliore qualità) in quanto nella rivista non sono leggibili per difetto di stampa.
2°) cosa sono ed a cosa servono le placchette relè indicate in un disegno di montaggio e descritte anche al paragrafo 8 del testo?

R. Riproduciamo qui lo schema del 1° stadio del preamplificatore in oggetto corredato dei valori relativi alla controreazione selettiva.
Le « placchette o piastrine relè » sono semplici basette di ancoraggio dei componenti da supportare; l'appellativo « relè » sta qui a indicare la funzione ausiliaria di tali basette e non deve far pensare a commutatori comandati. *(a.f.)*

0604 – *Richiedenti vari.*

D. Possiedo una CL7 che ho montato su un braccio professionale. Ho avuto modo di provare una Grado e ho rilevato una sensibile differenza nel nitore degli acuti.
Sarà dovuto all'effettiva differenza fra i due tipi di testine o ad un difetto particolare della mia? Quale diametro di puntine conviene usare: 0,5 mm o 0,7 mm?
Vi prego di consigliarmi circa l'acquisto di una testina di qualità.

R. La testina stereo CL7 della G.E. ha ormai un certo numero di anni, durante i quali la tecnica costruttiva dei fonorivelatori stereo, è progredita.
Esistono ora in commercio numerose ottime capsule stereo e noi non possiamo dare la preferenza a questa o a quella.
Tuttavia le testine Grado presentano caratteri di primo ordine; in particolare il modello Laboratory (L. 49.500) e il modello Classic (L. 37.500) sono veramente di alta fedeltà.
Circa il diametro della puntina diciamo che lo 0,5 mil. di pollice e lo 0,7 mil. di pollice hanno entrambi pregi e difetti: lo 0,7 risulta più stabile alle basse frequenze, lo 0,5 è adatto anche per solchi estremamente sottili (come pare debbano venire in uso in un prossimo futuro) e logora meno il disco, per cui si deve accordare al ⌀ 0,5 mil. una certa preferenza. *(a.f.)*

0605 – *Dott. Roberto Gallasso – Milano*

D. 1) Ho acquistato due lotti di altoparlanti PEERLESS (Kit. 3-25: CM 120 W – G 50 MRC – MT 20 NFC).
2) La casa dà istruzioni per la costruzione di un mobile acustico, che però non mi va.
3) Vorrei sapere:

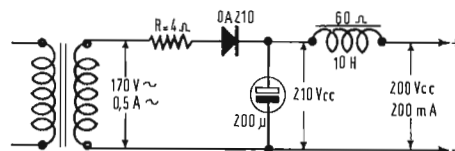



Fig. 1/0602

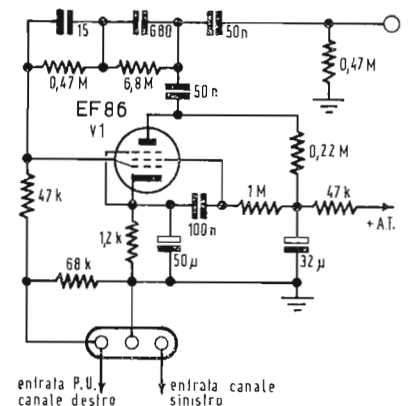



Fig. 1/0603

A) se il mobile indicato dalla PEERLESS può dare buoni risultati con gli ALT sopra indicati, conservandone la cubatura (100 l.), ma variandone le dimensioni.

B) se un mobile bass-ultraflex non potrebbe dare migliori risultati. In questo caso, dove trovare un progetto preciso e dettagliato per costruirlo.

C) Se possibile, avere il progetto di un mobile, che mi dia i migliori risultati con gli indicati altoparlanti, e che non presenti eccessive difficoltà costruttive.

(L'amplificatore « in fieri » è un Harman-Kardon tipo A-300. Potete consigliarmene uno migliore sullo stesso prezzo?).

R. A) I contenitori interamente chiusi realizzano il principio della parete infinita; loro caratteristica sono le dimensioni ridotte e il basso costo: comportano un aumento della frequenza di risonanza ed una diminuzione dell'ampiezza delle vibrazioni della membrana, che risulta frenata dalla massa d'aria contenuta nella cassetta. Non si tratta quindi di contenitori ideali, ma di uso molto pratico. La Casa inglese LEAK usa per un altoparlante di 30 cm ⌀, una cassa lunga circa 50 cm ed alta lo stretto necessario per contenere l'altoparlante. Se si vuole conservare il mobile tutto chiuso, non conviene alterare i rapporti tra i lati: è opportuno conservare le dimensioni della Peerless.

B) Ammettendo di aumentare le dimensioni, il bass-ultraflex può dare risultati migliori alle basse frequenze. Pensiamo che Le potrebbe tornare utile la pubblicazione PHILIPS intitolata « Cassette acustiche e bass-reflex » e facilmente ottenibile presso la « Philips Elettronica » in P.zza IV Novembre n. 3 - Milano, eventualmente citando la nostra rivista. Abbiamo bensì pubblicato qualche descrizione di contenitori acustici, ma non si adattano al Suo Kit 3-25. Alle pag. 314 ÷ ÷ 317 de « La tecnica dell'alta fedeltà » di G. Nicolao - Ed. Il Rostro - si trova la descrizione di un mobile bass-reflex per un altoparlante da ⌀ 37 cm; riducendo tutte le quote nel rapporto di 307/370, Ella può ricavare gli elementi per la cassa adatta al Suo woofer. Sarà bene montare il tweeter e l'altoparlante delle frequenze medie in altra cassetta da sovrapporre al mobile principale contenente il woofer. Infine nella produzione Jensen (Larir International, V.le Premuda 38/a) si trovano bass-ultraflex, contenitori chiusi e bass-reflex per tutte le esigenze.

C) La preghiamo di riferirsi a quanto detto in B) per la costruzione del mobile. Non sarebbe utile che inventassimo ciò che Case di fama mondiale hanno già inventato e messo a punto nel migliore dei modi.

D) Il prezzo del mod. A-300 Harman Kardon di circa L. 100.000 è assai conveniente e non è facile la sua sostituzione a pari prezzo. Possiamo consigliare i seguenti amplificatori:

- Fisher - mod. KX - 100 (2 × 25 W) - L. 130.000
- Grommes - mod. 36-PG (2 × 15 W) - L. 130.000
- Grommes - mod. 24-PG (2 × 12 W) - L. 80.000

Anche nella vasta gamma di amplificatori HEAT-KIT si possono trovare amplificatori di alta fedeltà. Le consigliamo di esaminarli, insieme con quelli succitati, presso la Larir. *(a.f.)*

0606 – *Sig. G. Marini – Milano.*

D. È richiesto lo schema di un ricevitore per onde medie a sei transistori con una potenza dell'ordine dei 150/200 mW, possibilmente completo di caratteristiche tecniche relative i vari componenti.

R. In fig. 1 è rappresentato lo schema del ricevitore, del tipo portatile a transistori. I semi conduttori impiegati sono i seguenti: AF116 convertitore, 2 × AF117 amplificatori di media frequenza, AC126 amplificatore di bassa frequenza, AC127/AC132 stadio di uscita a simmetria complementare. OA79 diodo rivelatore, OA81 diodo per il CAS. Si tratta di un ottimo ricevitore nel quale la

Fig. 1.0606

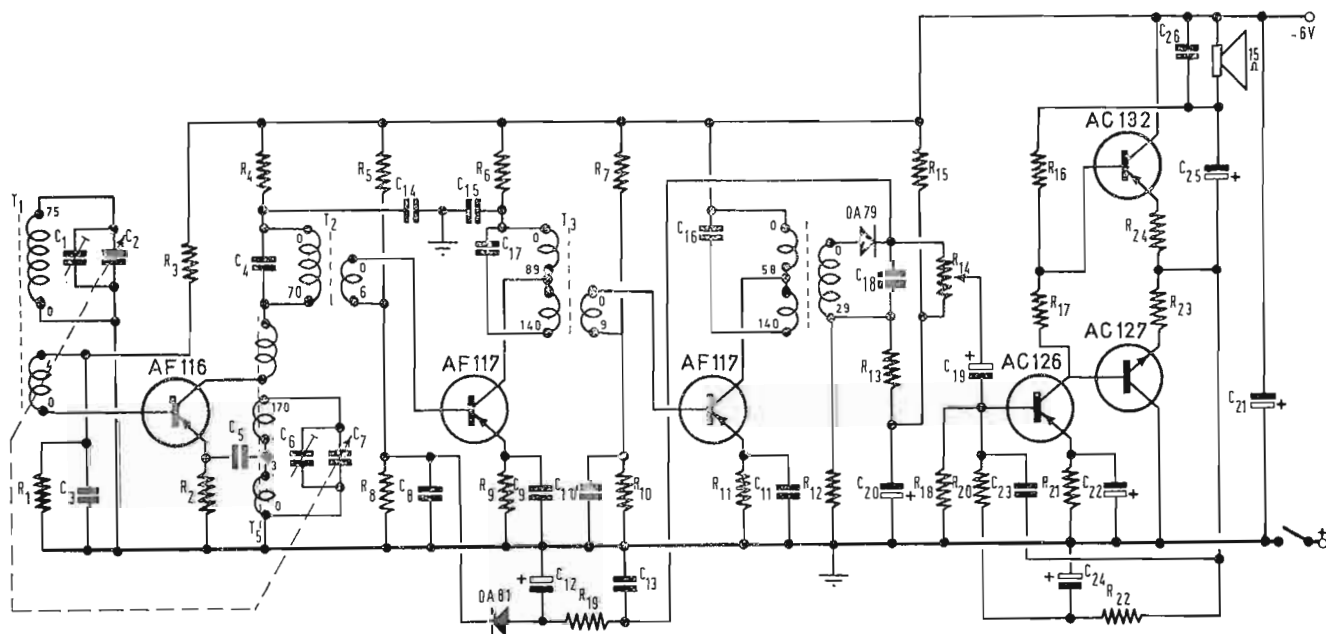
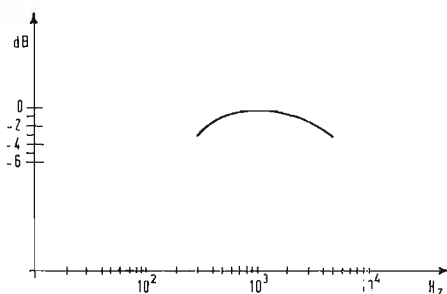



Fig. 2/0606

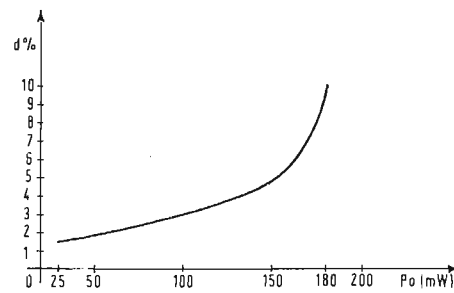



Fig. 3/0606

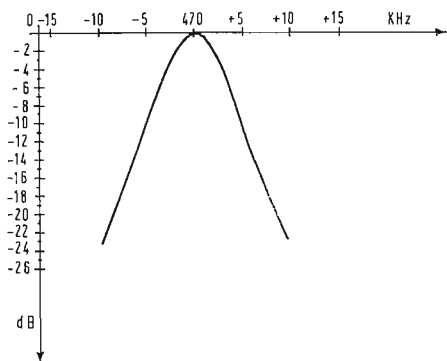



Fig. 4/0606

potenza di uscita di 50 mW si ottiene con una intensità di campo inferiore ai 250 µV/m per tutta la gamma con un rapporto segnale/disturbo di 26 dB per 570 µV/m a 1000 kHz.
Componenti: R_1 = 8200 Ω; R_2 = 1.000 Ω; R_3 = 33.000 Ω; R_4 = 1.000 Ω; R_5 = 56.000 Ω; R_6 = 2.200 Ω; R_7 = 15.000 Ω; R_8 = 3.300 Ω; R_9 = 270 Ω; R_{10} = 4.700 Ω; R_{11} = 1.000 Ω; R_{12} = 2.200 Ω; R_{13} = 330 Ω; R_{14} = 2.500 Ω potenziometro logar. R_{15} = 12.000 Ω; R_{16} = 680 Ω; R_{17} = 82 Ω; R_{18} = 8.200 Ω; R_{19} = 1.800 Ω; R_{20} = 10.000 Ω; R_{21} = 330 Ω; R_{22} = 6.800 Ω; R_{23} = 1 Ω; R_{24} = 1 Ω; C_1 = 1/10 pF compensatore; C_2 = 4-180 pF variabile tipo Philips AC1033; C_3 = 47 nF; C_4 = 2000 pF; C_5 = 22 nF; C_6 = 1/10 pF compensatore; C_7 = 4-80 pF variabile; C_8 = 47 nF; C_9 = 47 nF; C_{10} = C_{11}, C_{13}, C_{14}, C_{15}, C_{26} = 47 nF; C_{12} = 5 µF; C_{16}, C_{17} = 470 pF; C_{18} = 22 nF; C_{19}, C_{20}, C_{24} = 10 µF; C_{21}, C_{25} = 100 µF; C_{22} = 25 µF; C_{23} = 330 pF; antenna in ferrite Philips PDA/100/IV B. Medie frequenze ed oscillatore Philips *Neosid* F 12 × 12.

Dati degli avvolgimenti: (possono essere usate le bobine Philips).
Circuito accordato: 75 spire di filo da 10/100 SM/SE. Q_o = 100 alla frequenza di 1.000 Hz. Secondario 4 spire dello stesso filo.
Oscillatore (deve essere realizzato senza coppetta e senza schermo). 0-3-170 spire. Secondario 10 spire.
Medie frequenze: 1°: primario = 70 spire, C = 2.000 pF, Q_o = 40. Secondario 6 spire.
II: primario = 89-140 spire, C = 470 pF, Q_o = 80. Secondario 9 spire.
III: primario = 58-140 spire, C = 470 pF, Q_o = 80. Secondario 29 spire avvolte in bifilare con il primario.

Per tutti gli avvolgimenti primario deve essere usato il filo da 10/100 SM/SE e per i secondari da 10/100 SM. Gli avvolgimenti secondari devono essere avvolti sotto gli avvolgimenti primari.

Prestazioni ottenibili - Bassa frequenza (a 1000 Hz). Si ottengono 50 mW su un carico di 15 Ω con 9,5 mV alla base di AC126. Per una distorsione totale del 10 % si deve ottenere una potenza di uscita da 180 mW con 19 mV alla base di AC126. La banda passante a — 3 dB, riferita a 1000 Hz, 50 mW, va da 280 a 4700 Hz (curva 2). La distorsione in funzione della potenza è rappresentata dalla figura 3.

Radio frequenza: Si otterranno 50 mW in BF entrando alla base dell'AF116 con un segnale di 1,5 µV modulato al 30Ω con 400 Hz. La selettività della media frequenza 470 MHz a ± 9 kHz è di 22 dB (curva 4). La sensibilità in antenna è di: 250 µV/m a 550 kHz, 100 µV/m a 1000 kHz, 80 µV/m a 1550 kHz. L'altoparlante è del tipo da 15 Ω.

(P. Soati)

Fig. 5/0606

Supertester 680 C

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

UNA GRANDE EVOLUZIONE DELLA I. C. E. NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI!!

La **I.C.E.** sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo **SUPERTESTER BREVETTATO MOD. 680 C** dalle innumerevoli prestazioni e **CON SPECIALI DISPOSITIVI E SPECIALI PROTEZIONI STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI** allo strumento ed al raddrizzatore! **Ogni strumento I.C.E. è garantito.**

IL SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è:
IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !!
IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm. 126x85x28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA!** (mm. 85x65) Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca. **IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!** Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare **sovraccarichi accidentali od erronei anche mille volte superiori alla portata scelta!** Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. **IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI:**

10 CAMPI DI MISURA E 45 PORTATE!!!

VOLTS C. C.:	**7 portate:** con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: **100 mV. - 2 V.** - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
VOLTS C. A.:	**6 portate:** con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: **2** - 10 - 50 - 250 - 1000 e **2500** Volts C.A.
AMP. C.C.:	**6 portate: 50 µA** - 500 µA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e **5 A.** C.C.
AMP. C.A.:	**1 portata:** 200 µA. C.A.
OHMS:	**6 portate:** 4 portate: Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts 1 portata: Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms) 1 portata: Ohms diviso 10 - Per misure in decimi di Ohm - Alimentaz. a mezzo stessa pila interna da 3 Volts.
Rivelatore di REATTANZA:	**1 portata:** da 0 a 10 Megaohms
CAPACITA':	**4 portate:** (2 da 0 a 50.00 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce - 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts).
FREQUENZA:	**3 portate:** 0 -:- 50; 0 -:- 500 e 0 -:- 5000 Hz.
V. USCITA:	**6 portate:** 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
DECIBELS:	**5 portate:** da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. del costo di L. 2.980 e per **misure Amperometriche in corrente alternata** con portate di 250 mA; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 Amp.; 100 Amp.; con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente mod. 616 del costo di L. 3.980, oppure con l'ausilio della Pinza Amperometrica AMPERCLAMP (qui a parte descritta) senza dover aprire od interrompere i circuiti da esaminare.

PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori **L. 10.500 !!!** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Per i tecnici con minori esigenze la I.C.E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il **mod. 60 con sensibilità di 5000 Ohms per Volt** identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (25) al prezzo di sole L. 6.900 - franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta: **I.C.E. VIA RUTILIA 19/18 MILANO TELEF. 531.554/5/6.**

Amperometro a tenaglia *Amperclamp*

Per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare !!

Questa pinza amperometrica va usata unitamente al nostro SUPERTESTER 680 C oppure unitamente a qualsiasi altro strumento indicatore o registratore con portata 50 µA - 100 millivolts.

* A richiesta con supplemento di L. 1 000 la I.C.E. può fornire pure un apposito riduttore modello 29 per misurare anche bassissime intensità da 0 a 250 mA.

Prezzo propagandistico netto di sconto L. 6.900 franco ns/ stabilimento. Per pagamenti all'ordine o alla consegna omaggio del relativo astuccio.

Prova transistor e prova diodi Mod. TRANSTEST 662 I.C.E.

Con questo nuovo apparecchio la I.C.E. ha voluto dare la possibilità agli innumerevoli tecnici che con loro grande soddisfazione possiedono o entreranno in possesso del SUPERTESTER I.C.E. 680 C, di allargare ancora notevolmente il suo grande campo di prove e misure già effettuabili. Infatti il TRANSTEST 662 unitamente al SUPERTESTER I.C.E. 680 C può effettuare contrariamente alla maggior parte dei Provatransistor della concorrenza, tutte queste misure: **Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat per i TRANSISTOR e Vf - Ir per i DIODI.**

A dotazione dell'apparecchio viene dato gratuitamente un dettagliatissimo manuale d'istruzione che descrive in forma piana ed accessibile a tutti come effettuare ogni misura e chiarisce inoltre al tecnico meno preparato i concetti fondamentali di ogni singolo parametro. L'apparecchio è costruito intieramente con una nuovissima resina che lo rende assolutamente infrangibile agli urti. Per quanto si riferisce alla sua perfetta e professionale progettazione e costruzione meccanica ed al suo particolare circuito la I.C.E., avendo adottato notevolissime ed importanti innovazioni ha ottenuto anche per questo suo nuovo apparecchio diversi Brevetti Internazionali!

Minimo peso: grammi 250.
Minimo ingombro: mm 126 x 85 x 28.

PREZZO NETTO: SOLO L. 6.900 !!

Franco ns/ stabilimento, completo di puntali, di pila e manuale d'istruzioni. Per pagamento all'ordine o alla consegna, omaggio del relativo astuccio identico a quello del SUPERTESTER I.C.E. ma bicolore per una facile differenziazione.

I.C.E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO - VIA RUTILIA, 19/18 - TELEFONI: 531.554/5/6